radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung für einen Mikrofonverstärker, S. 354

PREIS DM 2,00 · 9. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

JUNI 1960 **11**



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 326

Gedanken zur Elektrokonferenz 327

Ing. Heinz Dessau
Gemeinschaftsantennenanlagen im modernen Wohnungsbau 328

Dieter Brabandt
Einiges über Wendelantennen 330

Klaus Gabler
Ausgangsübertrager für gleichzeitigen Anschluß verschiedener Lautsprecher 332

Hagen Jakubaschk
Prüfgerät zur Gleichlaufeinstellung von Doppeldrehkondensatoren 333

Herbert Böhm
TV-Empfänger „Patriot" 335

Dipl.-Ing. Hans-Joachim Hanisch
Halbleiterinformationen (4) Kenndaten der Transistoren OC 812, OC 813 339

Interessante Transistorempfänger von Loewe Opta 341

Dipl.-Ing. Kurt Günzel
Der Einfluß des Kollektorreststromes auf das Verhalten von Transistorschaltungen bei Impulsbetrieb 344

Dipl.-Ing Gerhard Scharm
Verlustleistung in Elektronenröhren 349

Werner Luft
Tontechnische Einrichtungen moderner Rundfunkstudios (3) 352

Siegmar Henschel
Bauanleitung für einen Mikrofonverstärker 354

Fachbücher 356

OBSAH

Oznámení a zprávy 326

Myšlenky k elektrokonferenci 327

Ing. Heinz Dessau
Společní antení zařízení při stavbě moderních obydlí 328

Dieter Brabandt
Něco o točitých anten 330

Klaus Gabler
Výstupní transformátor pro současňe připojené rüzné tlampače 332

Hagen Jakubaschk
Přístroj pro skoušení stejnoběhu u dvojitých ladících kondensátorů 333

Herbert Böhm
TV-přijimač „Patriot" 335

Dipl.-Ing. Hans-Joachim Hanisch
Polovodičové informace (4) Hodnoty transistorů OC 812, OC 813 339

Zajímavé transistorové přijimače od Loewe Opta 341

Dipl.-Ing. Kurt Günzel
Vliv kolektorového proudu na chování transistorových spojů u impulsním provodu 344

Dipl.-Ing. Gerhard Scharm
Ztrátový výkon u elektronek 349

Werner Luft
Technicko zvukové zařízení moderních radiových studií (3) 352

Siegmar Henschel
Stavebni návod mikrofonového zesilovače 354

Odborné knihy 356

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 326

Размышления о электротехнической конференции 327

Инж. Гейнц Дессау
Коллективные антенные установки в жилищном строительстве 328

Дитер Брабандт
О спиральных антеннах 330

Клаус Габлер
Выходные трансформаторы для одновременного подключения различных громкоговорителей 332

Гаген Якубашк
Прибор для согласования сдвоенных конденсаторов переменной емкости 333

Герберт Бём
Телевизор «Патриот» 335

Диплом-инж. Ганс-Иоахим Ганиш
Информация о полупроводниковых приборах (4) Параметры полупроводниковых триодов ОС 812, ОС 813 339

Интересные транзисторные приемники фирмы Лёве Опта 341

Диплом-инж. Курт Гюнцель
Влияние остаточного тока коллектора на свойства транзисторных схем при импульсном режиме работы 344

Диплом-Инж. Герхард Шарм
Мощность рассеяния в электронных лампах 349

Вернер Луфт
Электроакустическое оборудование современных радиостудий (ч. 3-я) 352

Зигмар Геншель
Самодельный микрофонный усилитель 354

Литература 356

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14, Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadresse: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Klaus K. Streng
Redakteure: Karl Belter, Adelheid Blodszun, Horst Jancke, Oswald Orlik, Peter Schäffer
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 und alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R., Bukarest
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 326

Considerations on the Electro-Meeting 327

Ing. Heinz Dessau
Common Aerials in the Modern House Building 328

Dieter Brabandt
Notes on Helical Aerials 330

Klaus Gabler
Output Transformer for Simultaneous Connection of Different Loudspeakers 332

Hagen Jakubaschk
Test Set for Ganged Tuning of Double Variable Capacitors 333

Herbert Böhm
TV-Set "Patriot" 335

Dipl.-Ing. Hans-Joachim Hanisch
Semiconductor Information (4) Characteristic Curves of the Transistors OC 812, OC 813 339

Interesting Transistor Receivers Produced by Loewe Opta 341

Dipl.-Ing. Kurt Günzel
The Effect of the Collector Residual Current on the Impulse Response of Transistor Circuits 344

Dipl.-Ing. Gerhard Scharm
Dissipation in Valves 349

Werner Luft
Sound Equipments of Modern Broadcasting Studios (3) 352

Siegmar Henschel
Construction Specification of a Microphone Amplifier 354

Technical Books 356

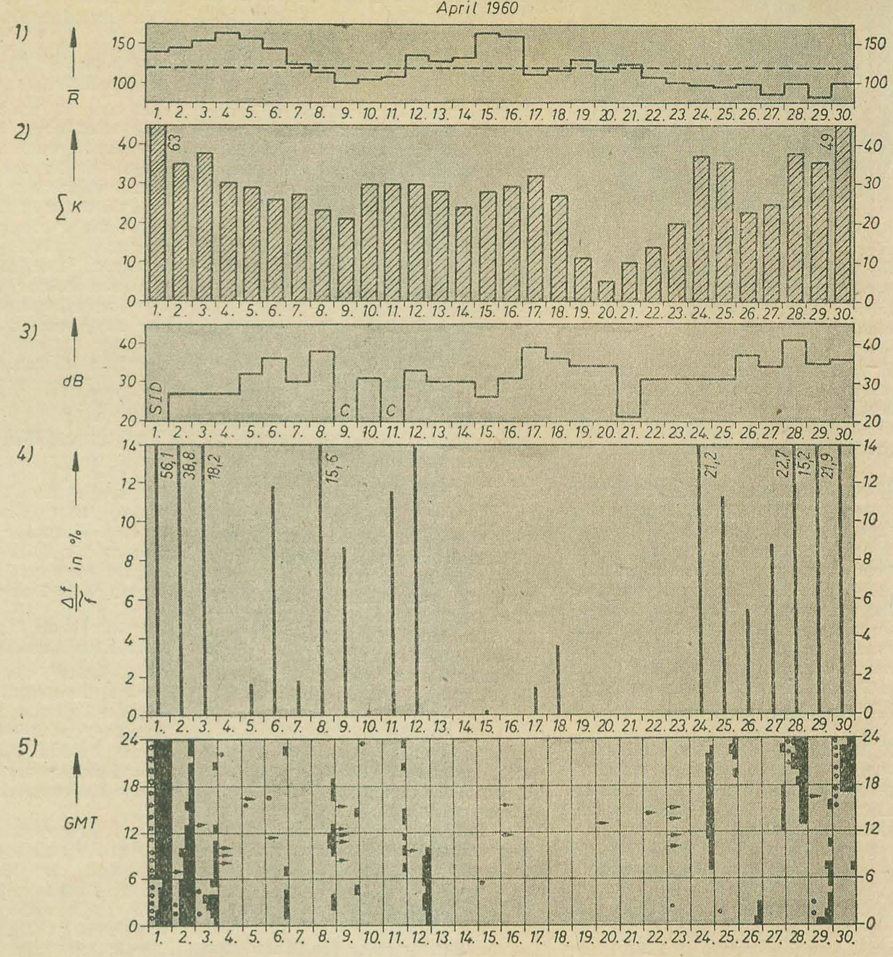
Titelbild:

Einen ausführlichen Beitrag über den vom VEB RAFENA Werke entwickelten TV-Empfänger »Patriot« finden Sie auf Seite 335

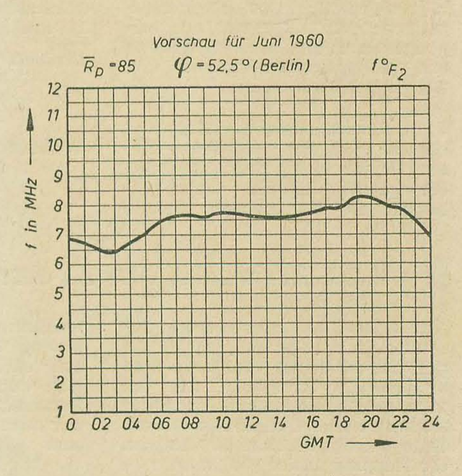
Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im April 1960 und Vorschau für Juni 1960

Herausgegeben v. Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)
2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)
3) Mittagsdämpfung auf 3,18 MHz
SID = plötzliche Ionosphärenstörung
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = \tilde{f} - f_m$ für $\tilde{f} < f_m$ $\Delta f = 0$
$\tilde{f}$ = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz
5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert
$\frac{\Delta f}{f}$ = 18 ··· 29 %
= 30 ··· 39 %
= 40 ··· 49 %
= 50 % und darüber
→ Mögel-Dellinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)
o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes A ≧ 60γ bezogen auf eine Stunde
□ Streuecho □ A Abdeckung durch E-Schicht



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Transistor-Taschenprüfgenerator „Tobitest"
- Bauanleitung: NF-Klirrfaktormeßgerät
- Einige westdeutsche Neuheiten und Entwicklungstendenzen
- Meßschleifenverstärker mit Transistoren
- Methoden zum Entwurf gedruckter Schaltungen
- Galvanische Elemente und Batterien tragbarer Meßgeräte



▼ **Ein großes Halbleiterwerk** in der Nähe von Prag soll Mitte des Jahres die Produktion aufnehmen.

▼ **In Siam** wurde Ende April das erste moderne, mit Hilfe der DDR erbaute Meßgerätewerk für die verschiedensten Meß- und Regelgeräte in Betrieb genommen.

▼ **Im Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)** wurde Ende April das Richtfest für die erste Halle gefeiert, die Anfang Januar 1961 die Produktion von Transistoren aufnehmen soll. Gleichzeitig wurde für die zweite Halle der Grundstein gelegt. Das Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) soll nach seiner Fertigstellung ab 1964 in sechs großen Hallen etwa 20 Mio. Transistoren jährlich fertigen.

▼ **120 Einzel- und 100 Kollektivverpflichtungen,** die die Werktätigen des VEB Werk für Fernsehelektronik in Berlin-Oberschöneweide in diesem Jahr eingegangen sind, werden 1 600 000 DM ökonomischen Nutzen erbringen.

▼ **Im I. Quartal** d. J. wurden in der DDR 88 442 Fernsehempfänger und -truhen sowie 105 700 Bildröhren gefertigt. Das bedeutet gegenüber dem I. Quartal des vergangenen Jahres eine Steigerung auf 161 % bei TV-Geräten und 313,7 % bei Bildröhren.

▼ **In allen Ländern der Welt** sind gegenwärtig rund 85 Mio. TV-Empfänger in Betrieb. 1959 stieg die Anzahl der Geräte um 10 Millionen. In 87 Ländern werden Fernsehprogramme über 1768 Fernsehsender ausgestrahlt.

▼ **In der Volksrepublik Albanien** wurde ein aus Geschenken der DDR, der Sowjetunion und der CSR aufgebautes Fernsehzentrum errichtet.

▼ Die Radio Corporation of America will die Produktion ihrer **Farbfernsehempfänger** verdoppeln, nachdem der Absatz dieser Geräte im I. Quartal d. J. um 40 % gestiegen war.

▼ **Griechenland** wird seine Fernsehpläne wegen der fehlenden finanziellen Mittel nicht verwirklichen.

▼ Jeden Sonnabend von 10 bis 12 Uhr wird in Paris ein **Stereokonzert** gesendet, das einmal über einen doppeltmodulierten UKW-Sender und zum anderen über die Kombination des Mittelwellensenders France III und einen UKW-Sender ausgestrahlt wird.

▼ Die amerikanische Firma Westinghouse ist bei ihren neuen TV-Empfängern dazu übergegangen, **die gedruckten Schaltungen** der Geräte mit Schaltsymbolen, Ziffern und Buchstaben zweifarbig zu überdrucken. Für elektrische Werte wurde Gelb, für Schaltsymbole Grün gewählt.

▼ Eine englische Firma stellt auf einer 1,5 m × 1,5 m großen Fläche 1100 **gedruckte Schaltungen** mit einem Arbeitsgang her. Durch diese rationelle Methode wird die Produktion, besonders kleiner gedruckter Schaltungseinheiten, sehr beschleunigt.

▼ **Berichtigung:** In radio und fernsehen 9 (1960) S. 271 sind bedauerlicherweise die Werte der Wickeldaten vertauscht worden. Es muß heißen:

Tr_1 M 42	Schichtung wechselseitig		
1—2	800 Wdg.	0,12	∅ CuL
3—4	150 Wdg.	0,2	∅ CuL
4—5	150 Wdg.	0,2	∅ CuL
Tr_2 M 42	Schichtung wechselseitig		
1—2	400 Wdg.	0,12	∅ CuL
2—3	400 Wdg.	0,12	∅ CuL
4—5	50 Wdg.	0,4	∅ CuL

die Beobachtung des Raumschiffes ohne Fernrohr möglich. Signale wurden — letzten Berichten zufolge — auf der ganzen Erde empfangen.

150-W-Sender des „Pionier V" eingeschaltet

Mit einem Funksignal von dem Radioteleskop in Jodrell Bank (England) wurde am 8. Mai der 150-W-Sender des amerikanischen Sonnensatelliten eingeschaltet, nachdem der kleinere 5-W-Sender nicht mehr reichte, um die Entfernung Satellit—Erde zu überbrücken. Der „Pionier V" hatte sich auf seiner Umlaufbahn um die Sonne bereits 13 Mio. km von der Erde entfernt. Sein Abstand von der Erde wächst wöchentlich um 1,5 Mio. km.

Reparatur durch Funk

Nach Mitteilung der amerikanischen Weltraumbehörde war in dem am 11. 3. gestarteten Sonnensatelliten „Pionier V" Ende April eine technische Störung eingetreten. Als Störungsursache wurde ein defekter Halbleiter festgestellt. Mit Hilfe einer Funkbotschaft an den Satelliten konnte der schadhafte Halbleiter ausgeschaltet werden.

Teurer Weltraumflug

Zwischen 10 und 14 Mio. Dollar liegen die Kosten für jeden Start eines amerikanischen Satelliten. Die Forschungs- und Entwicklungskosten für den ersten bemannten Weltraumflug durch die USA werden mit 886 Mio. Dollar angegeben.

Von neuen Röhren und Transistoren

Die englische Firma Brimar hat einige neue Röhren herausgebracht, darunter die Stereodoppelpentode ELL 80 und die zugehörige Vorverstärkerröhre 6 BR 8, eine Triode-Pentode.

Spezialröhren für gemischt bestückte Autosuper

entwickelte die amerikanische Firma Tung-Sol, und zwar die Triode-Heptode 12 FX 8 und die Triode-Pentode-Diode 12 FR 8. Diese beiden Röhren und zwei Transistoren ergeben eine preiswerte Autosuperbestückung.

Eine Farbfernsehaufnahmeröhre,

die nur 1/10 bis 1/20 der Lichtstärke benötigt, die für eine normale Image-Orthikon-Röhre erforderlich ist, hat die General Electric angekündigt. Die Empfindlichkeit der Röhre wird durch eine nur wenige Tausendstel Millimeter dicke Schicht von Magnesium erreicht.

Eine Nuvistorröhre

ist bei RCA (USA) in die Produktion aufgenommen worden.

Diese Mehrzwecktriode beansprucht gegenüber vergleichbaren Röhren herkömmlicher Technik nur 1/16 des Raumes. Ihr Leistungsbedarf liegt um 50 % niedriger. Die aus Kermaik, Stahl, Molybdän und Wolfram gefertigte Röhre ist sehr unempfindlich gegen Stoß und mechanische Schwingungen.

Tunneldioden

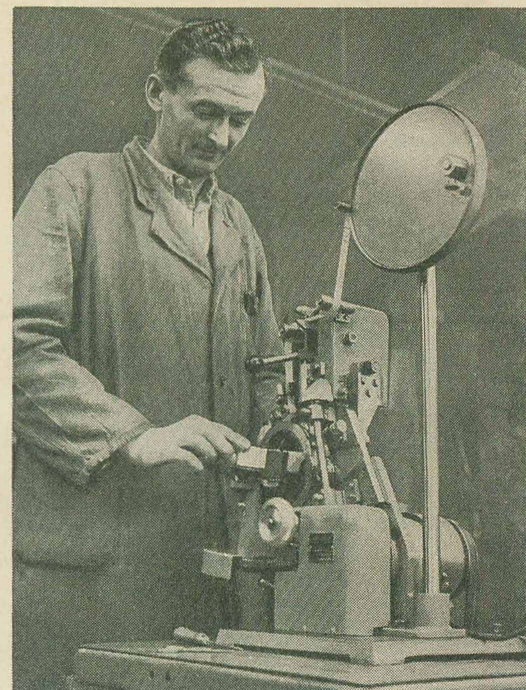
eigener Entwicklung stellt das Bauelementewerk Nürnberg der Standard Elektrik Lorenz AG her. Es gibt z. Z. sechs Typen für Schalt- und Verstärkeranwendungen und zwei für den Einsatz bei UHF.

Mesa-Transistoren

für sehr hohe Frequenzen und große Leistungen, und zwar sowohl auf Germanium- als auch auf Siliziumbasis, will die französische Thomson-Houston-Gesellschaft noch 1960 fertigen. In Silizium rechnet man bei pnp-Strukturen mit 85-W-Typen für 10 MHz und 2-W-Typen für 150 MHz.

Unbemanntes Weltraumschiff der UdSSR gestartet

Am 15. Mai 1960 startete die Sowjetunion ein Weltraumschiff mit der Masse von 4,5 Tonnen in eine annähernde Kreisbahn um die Erde (Perigäum 312 km, Apogäum 369 km). Seine Umlaufzeit um die Erde beträgt anfangs 91 Minuten, die Neigung seiner Flugbahn zum Äquator beträgt 65°. An Bord des Weltraumschiffes befindet sich eine hermetisch abgeschlossene Kabine mit einer menschenähnlichen Puppe und mit allen für den bemannten Raumflug erforderlichen Ausrüstungen und Apparaturen. Ihre Masse zusammen mit den Batterien beträgt 1477 kg. Der Versuch dient der Erprobung der für den bemannten Raumflug notwendigen Voraussetzungen und Bedingungen, wie z. B. Polster und andere Vorrichtungen, die den Menschen die Belastungen infolge der Beschleunigung ertragen lassen; klimatische und andere Verhältnisse, die es dem Weltraumpassagier ermöglichen, seine Forschungstätigkeit trotz der extremen Bedingungen im Weltraum wie in einem irdischen Laboratorium durchzuführen. Erprobt werden soll ferner die Lostrennung der Kabine von der Raketenendstufe, um sie durch eine zusätzliche Steuerung auf eine sich der Erde wieder nähernde Bahn zu bringen. Eine Rückkehr der Kabine zur Erde ist bei diesem Versuch nicht vorgesehen. Sie wird nach der Prüfung der Zuverlässigkeit ihres Funktionierens und nach ihrer Loslösung vom Weltraumschiff ebenso wie das Schiff selbst auf Kommando von der Erde aus zu fallen beginnen. Beide werden verglühen, sobald sie in die dichteren Schichten der Atmosphäre gelangen.
Im Weltraumschiff ist eine Sendeanlage eingebaut, die auf der Frequenz 19,995 MHz sowohl nach einem telegrafischen als auch telefonischen Übertragungssystem arbeitet. Außer diesem Sender enthält das Weltraumschiff spezielle Funkanlagen für die Übertragung von Angaben über die Arbeit der eingebauten Geräte zur Erde und für die genaue Messung der Flugbahnelemente. Die Anlagen werden mit Hilfe chemischer Stromquellen und durch Sonnenbatterien gespeist. Unter günstigen Bedingungen ist


Diese neuentwickelte auf der Leipziger Frühjahrsmesse vorgeführte Bandagiermaschine des Privatbetriebes Proitzheim und Rudert, Berlin, dient zum Bandagieren von Ringkern- und Motorspulen in der Elektro- und Rundfunkindustrie

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

9. JAHRGANG · 1. JUNIHEFT 11 1960

Gedanken zur Elektrokonferenz

Der Leser darf hier keinen umfassenden Konferenzbericht erwarten; ausführliche Veröffentlichungen dieser Art brachten schon die Tageszeitungen. Und für den, der sich mit der Materie gründlich befassen will, erschien im Verlag „Die Wirtschaft" eine Broschüre, die Referat, wichtige Diskussionsbeiträge, Beschlußfassung und Schlußwort zusammenfaßt. An dieser Stelle und zu diesem Zeitpunkt wollen wir uns darauf beschränken, einige Erkenntnisse aus Art und Umfang der Diskussionsreden zu gewinnen. Vielleicht helfen wir so mit, daß zukünftige Konferenzen besser ausgenutzt werden.

Das Programm der Konferenz enthielt viele für die Erfüllung des Siebenjahrplans wichtige Punkte. Leider ging man in den Diskussionsreden auf diese brennenden Fragen wenig ein. So vernachlässigte man die Probleme des Nervensystems unserer Wirtschaft, der Nachrichtentechnik; überhaupt kam die gesamte Schwachstromindustrie in den Diskussionsbeiträgen etwas zu kurz. Das gleiche gilt für das so wichtige Problem des Nachwuchses. Allerdings standen für das umfangreiche Konferenzprogramm nur zwei Tage zur Verfügung. Diese Zeit reichte nicht aus; nur ein Fünftel der vorliegenden Wortmeldungen konnten ausgenutzt werden. Doch mit Recht durfte man erwarten, daß die berücksichtigten Beiträge sich nur auf die wichtigsten Punkte des Programms konzentrierten. Geschah dies?

Das Programm stellt Aufgaben, die im ersten Moment fast unerfüllbar scheinen, wie z. B. eine Produktionserhöhung bis 1965 auf 266 Prozent gegenüber 1958. Dies wurde ohne Diskussion hingenommen. Verstehen wir uns recht: Von einer Ablehnung des Programms ist hier nicht die Rede. Was man aber vernünftigerweise erwarten durfte, war eine kritische Auseinandersetzung über Mittel und Wege zur Erfüllung dieses großen Planzieles, offene Hinweise auf Notwendiges oder zu Vermeidendes, Bemerkungen, die den einzelnen Industriebereichen Anregungen zur gegenseitigen Hilfe geben. Diskussionsbeiträge helfen nicht, wenn sie parallel aneinander vorbeilaufen.

Nehmen wir z. B. den Diskussionsbeitrag des Herrn Dr. Meier von den Chemischen Werken Buna. Zur Beschleunigung des Chemieprogramms werden, ihm zufolge, dringend elektrotechnische Ausrüstungen benötigt — aber er forderte sie nicht dringend, in konkreter und spezifizierter Form. Die von ihm genannten Liefertermine für bestimmte Kunststoffe können wiederum den Bedarf der Elektrotechnik keineswegs befriedigen. Hier gilt es, die Wechselbeziehungen zwischen den Industriebereichen genauer zu untersuchen und in den Volkswirtschaftsplänen stärker zu berücksichtigen.

Ein anderes typisches Beispiel ist der Diskussionsbeitrag der Kollegin Pfeil vom VEB Kondensatorwerk Gera. Sie berichtete lediglich allgemein über das Leben in ihrer Brigade. Wie soll der VEB Kondensatorenwerk Gera die Aufgaben des Programms lösen, wenn die bisherige Arbeit nicht kritisch eingeschätzt wird? Tatsache ist, daß im VEB RAFENA Werke Produktionsschwierigkeiten durch die mangelhafte Qualität der Kondensatoren entstehen.

Der Leiter der Wirtschaftskommission beim Politbüro des ZK, Erich Apel, wies in seinem Referat darauf hin, daß uns nur eine objektive und reale Einschätzung weiterhelfen kann, daß jede Selbsttäuschung politische und wirtschaftliche Verluste kostet. Gleichzeitig kritisierte er die Sorglosigkeit, die gegenwärtig noch bei Einschätzung des wissenschaftlich-technischen Höchststandes und der Festlegung der erforderlichen Maßnahmen bei uns besteht. Nun, eine gewisse Sorglosigkeit gegenüber dem Programm war auch teilweise auf dieser Konferenz zu spüren.

Die auf derartigen Konferenzen übliche Form der Berichterstattung scheint angesichts unserer Aufgaben nicht mehr ausreichend. Wir müssen lernen, die Widersprüche in unserer Arbeit zu erkennen und zu beherrschen. Gelingt dies nicht, so hemmen wir unsere eigene Entwicklung, und diese geht nicht mehr unserem Willen entsprechend, sondern zufällig vor sich. Die Schädlichkeit einer „scheinbaren Qualität" läßt ein Beispiel aus der drahtgebundenen Fernsprechtechnik erkennen: Der Betriebszustand eines automatischen Fernsprechsystems mit indirekter Wahl läßt sich durch die Vielzahl von zufälligen Verbindungswegen nicht in allen Fällen mit einer Prüfeinrichtung feststellen. Er wird durch die pro Zeiteinheit vorhandene Fehlerzahl bestimmt und ist um so besser, je größer die Fehlerzahl ist, denn eine sinkende Fehlerzahl ist gleichbedeutend mit dem Ausfall von Verbindungswegen. Was besagt dieses Beispiel? Ein System, das aus mehreren Ursprungsquellen besteht, erzeugt in einem bestimmten Verhältnis positive und negative Wirkungen. Die negativen Wirkungen können somit ohne weiteres zur Bestimmung der Güte des Systems herangezogen werden, sofern die positiven Wirkungen nicht erfaßbar sind. Denn mit dem Ausfall der Ursprungsquellen geht sowohl die Anzahl der positiven als auch die der negativen Wirkungen zurück. Eine negative Erscheinung kann also, im Zusammenhang mit ihrer Ursprungsquelle betrachtet, unbedingt positiv bewertet werden. Ebenso kann eine ruhig verlaufende Konferenz ihren Zweck nicht erfüllen, wenn ihr revolutionärer Impuls fehlt, wenn ein Fehlen von Widersprüchen — ein nur scheinbares — merkbar ist.

Aus der Erkenntnis der Notwendigkeit heraus und damit um unserer eigenen Entwicklung willen sollten wir ernsthafter die Dialektik zur Grundlage unserer Handlungen machen. Auch in der kollektiven Beseitigung der Widersprüche drückt sich das oft formal aufgefaßte Mitarbeiten, Mitplanen und Mitregieren aus. Dies erfordert zwangsläufig die sozialistische Gemeinschaftsarbeit, dazu aber auch gute pädagogische, moralische und dialektische Fähigkeiten der Leitungskader. Für unsere großen Aufgaben werden Menschen benötigt, die aus der Erkenntnis der Notwendigkeit heraus kollektiv zusammenarbeiten. Denen, die in öffentlichen Auseinandersetzungen eine Schädigung unserer Gesellschaftsordnung sehen, sei gesagt, daß sie die materialistische Dialektik, die Grundmethode unseres Denkens und Handelns, verkennen. Diese fortschrittliche Denkweise kann nur dann schaden, wenn man sie verkennt und nicht nützt, sie zum Dogma erstarren läßt. Denn unsere Ideen und Handlungen lösen dann keine revolutionäre Entwicklung mehr aus.

Aus dem bisherigen ableitend kommen wir zu dem Schluß, daß sich die Konferenzteilnehmer weiterhin als Kollektiv ernsthafter mit dem Programm auseinandersetzen müssen, um zu erkennen, wie die Aufgaben zu bewältigen sind.

Eine praktische Hilfe für ähnliche zukünftige Anlässe wäre den Delegierten gegeben, wenn sie schon einige Zeit vor der Konferenz in den Besitz des Programmentwurfs (nicht nur der Thesen) kämen. Durch vorheriges Durcharbeiten mit ihren Kollegen wären sie im Hinblick auf die Konferenz besser vorbereitet.

Abschließend sei noch auf das Schlußwort von Erich Apel hingewiesen. Seine realistischen Bemerkungen sollten jedem zeigen, wie man eine Konferenz ausnutzen muß, um praktische Ergebnisse zu erzielen.

Orlik

Ing. HEINZ DESSAU
Bauleitung des Rates der Stadt Dresden



Gemeinschaftsantennenanlagen im modernen Wohnungsbau

Im modernen Wohnungsbau kommt der Ausbautechnik in seiner technischen Vielfalt eine besondere Bedeutung zu, trägt sie doch als entscheidender Faktor dazu bei, unserer Bevölkerung das Wohnen in einer neuen Wohnung durch einen maximalen Komfort so angenehm wie möglich zu machen. Auch eine Gemeinschaftsantennenanlage ist neben Waschräumen, Personenaufzug usw. zu einem festen Begriff der modernen Wohnkultur geworden.

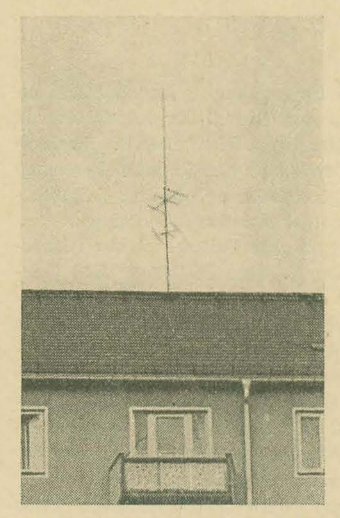
Verständlicherweise erfordert aber eine Gemeinschaftsantennenanlage nicht nur den Aufwand einer erheblichen Investitionssumme, sondern sie beansprucht darüber hinaus zur ständigen Erhaltung ihrer vollen Funktionsfähigkeit eine regelmäßige technische Wartung und Betreuung, die mit einem laufenden Kostenaufwand verbunden ist.

Diese Investitionen für den Bau der Anlage sowie die später für die Wartungskosten ständig aufzuwendenden Mittel bilden den wesentlichen Anlaß dazu, daß oft über das Für und Wider derartiger Gemeinschaftsantennenanlagen bewegte Diskussionen geführt werden, und zwar teils in Mieterversammlungen, teils in AWG-Arbeitsgemeinschaften sowie auch unter den Mietern unserer neuen staatlichen Wohnbauten. Mitunter vorhandene oder aufgetretene technische Mängel an Gemeinschaftsantennenanlagen oder auch deren ungenügende Funktionsfähigkeit tragen verständlicherweise dazu bei, diese Anlagen in den Blickpunkt des öffentlichen Interesses zu stellen.

Die nachfolgenden Ausführungen, die zwar keine grundlegend neuen wissenschaftlichen Erkenntnisse behandeln, aber auf einer Reihe von Erfahrungen beim Bau, bei der Abnahme sowie beim Betrieb von Gemeinschaftsantennenanlagen beruhen, sollen zur wesentlichen Klärung einiger grundsätzlicher Fragen über diese Anlagen und gleichzeitig zum Verständnis der Wirkungsweise von Gemeinschaftsantennenanlagen beitragen helfen.

Eine moderne Gemeinschaftsantennenanlage besteht im wesentlichen aus folgenden Merkmalen:

1. dem über dem Dach befindlichen Antennenträger mit den daran angebauten Antennenelementen,



Antennenelemente für Gemeinschaftsantennenanlagen auf Wohnblöcken in Dresden-Striesen. Stabantenne für K-L-M, je ein gerichtetes Element für UKW und TV

Bild oben rechts: Antennenelemente für Gemeinschaftsantennenanlagen auf neuen Wohnblöcken in Dresden-Striesen. Links: Stabantennen für K-L-M- und gerichtete Elemente für UKW; rechts: zweifach-gestockte Ringdipole für UKW und gerichtete Elemente für TV

2. dem vorzugsweise im Dachboden angebrachten Antennenverstärker,
3. dem Verteilungsnetz im Gebäude mit den Anschlußstellen in den einzelnen Wohnungen.

Antennenträger, Antennenelemente

Am Antennenträger (Tragrohr) sind die Antennenelemente selbst angebracht, und zwar einmal für die verschiedenen Bereiche des Rundfunks Kurz-Mittel-Lang sowie UKW; zum anderen — sofern die Anlage bereits für Fernsehen ausgebaut ist — auch das Antennenelement für Fernsehen. Das Tragrohr muß unbedingt standsicher sein und einwandfrei mit der Dachkonstruktion verbunden werden, um den angreifenden Windkräften und sonstigen Witterungseinflüssen sicher standhalten zu können. Da eine Antenne zumeist das höchste metallische Gebilde über einem Dach darstellt, ist ohne weiteres einleuchtend, daß sie im Hinblick auf atmosphärische Entladungen und Blitzeinschläge besonders gefährdet ist. Der fachgerechte und sorgfältig ausgeführte Anschluß des Antennenträgers an die Dachleitungen der Blitzschutzanlage ist also von besonderer Wichtigkeit. Im Interesse der Sicherheit des Gebäudes und des Schutzes seiner Bewohner wird daher von uns, insbesondere bei der Abnahme von neu errichteten Gemeinschaftsantennenanlagen, immer wieder auf die verantwortungsbewußte Einhaltung der bestehenden Vorschriften und Bedingungen für den Gebäudeblitzschutz bei der Errichtung von Außenantennenanlagen hingewiesen. Auch die Antennenniederführungen, nämlich die Leitungsstrecke, die die Antennenelemente mit dem Verstärker verbindet, sind durch Blitzschutz-Überspannungsableiter gesichert.

Hinsichtlich der Antennenelemente für den UKW-Empfang bestehen heute verschiedene Meinungen, welche Elementeform die günstigste ist und unter Berücksichtigung der Wohnlage den optimalen Antennengewinn bringt, zumal auch die verschiedenartigsten Formen von Antennenelementen angeboten werden. Während nun der Mieter in einem Einzelhaus oder einem kleineren Wohnhaus das nach seiner Ansicht günstigste und wirksamste Antennenelement nach eigenem Ermessen wählen kann, muß man sich für Wohnbauten mit einer größeren Zahl von Mietern, also insbesondere für unsere modernen staatlichen und genossenschaftlichen Wohnungsbauten, auf die zweckmäßigste Form des Antennenelementes festlegen. Nach eingehenden technisch-theoretischen Erwägungen sowie nach der Durchführung von praktischen Versuchen und Vergleichen hinsichtlich des Wirkungsgrades, der Richtcharakteristik sowie des Antennengewinnes ist in gemeinsamer Zusammenarbeit zwischen den Projektanten, den ausführenden Anlagenbaubetrieben und dem Stadtbauamt festgelegt worden, daß in unserem Dresdner Stadtgebiet künftig z. B. vorzugsweise der zweifach gestockte Ringdipol gemäß TGL 7224 (Entwurf) als ideales Antennenelement für Gemeinschaftsantennenanlagen Verwendung finden wird. Diese Antennenform bringt zwar nicht in einer bestimmten Vorzugsrichtung einen so günstigen Antennengewinn wie die gerichteten Elemente; dafür besteht jedoch eine außerordentlich gute

Rundempfangscharakteristik hinsichtlich der einfallenden Sender.

Antennenverstärker

Die funktionelle Aufgabe des Antennenverstärkers besteht darin, die einfallende und am Empfangsort vorhandene Senderleistung, die über das Antennenelement aufgenommen wird, in geeigneter Weise so zu verstärken, daß sie einer größeren Anzahl von Anschlußstellen zugeführt werden kann. Da durch die Leitungslänge des Verteilungsnetzes eine Dämpfung der einfallenden Energie hervorgerufen wird, muß diese Dämpfung kompensiert werden, was ebenfalls durch den Verstärker geschieht. Keinesfalls stimmt die oft verbreitete irrige Ansicht, der Antennenverstärker habe den Zweck und die Aufgabe, die Empfindlichkeit der Anlage zu erhöhen und einen größeren Sendereinfall zu ermöglichen. Der Verstärker deckt lediglich den Leistungsverlust innerhalb der Anlage selbst, der sowohl bedingt ist durch die Vielzahl der Anschlußstellen als auch durch die Dämpfung des Kabels. In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, daß hinsichtlich der Erwartung, die an eine gute, funktionsfähige Gemeinschaftsantennenanlage gestellt werden kann, folgende Festlegung gilt: Jede Anschlußstelle einer derartigen Anlage soll etwa den gleichen Antennengewinn aufweisen, der dem einer bis in die Wohnung geführten Einzelantenne entspricht. Geht man bei der Beurteilung der Güte einer Gemeinschaftsantennenanlage sachlich und real von diesem Grundsatz aus, so wird man auch nie zu hohe oder technisch ungerechtfertigte Ansprüche stellen können.

Verteilungsnetz

Ist ein Wohngebäude mit einer Gemeinschaftsantennenanlage ausgestattet, so befindet sich in jeder Wohnung mindestens eine Anschlußstelle. Diese besteht in einer unter Putz eingesetzten Anschlußdose, an die mit einem besonderen Anschlußkabel das Empfangsgerät des Mieters vorschriftsmäßig angeschlossen werden kann.

Während bisher nicht alle Gemeinschaftsantennenanlagen sowohl für Rundfunkals auch für Fernsehempfangs-Anschlußmöglichkeit ausgebaut werden konnten, werden künftig sämtliche Anlagen gleich bei der Errichtung für beide Anschlußarten vorgesehen. Aber auch die Mehrzahl der älteren Gemeinschaftsantennenanlagen, die z. Z. nur für Rundfunkempfang betrieben werden können, wurden bereits so projektiert und ausgeführt, daß durch geeignete Erweiterung ein nachträglicher Ausbau auf Fernsehempfangsmöglichkeit gegeben ist und ohne allzu großen Kostenaufwand nachgeholt werden kann.

Da das gesamte Innenleitungsnetz mit sämtlichen angeschalteten Teilnehmeranschlußdosen, die die erforderlichen Entkoppelglieder enthalten, beim Errichten der Anlage durch den ausführenden Anlagenbaubetrieb sorgfältig abgeglichen wird, dürfen keine eigenmächtigen Eingriffe durch die Mieter an Anschlußdosen, Anschlußkabeln oder gar an den fest verlegten Anschlußleitungen vorgenommen werden, da hierdurch an der Anlage erhebliche Schäden verursacht und ihre einwandfreie Funktion zunichte gemacht werden kann. Obwohl dieser Umstand allgemein bekannt ist, muß bei Abnahmen öfter die unerfreuliche Feststellung gemacht werden, daß der Bastelleidenschaft irgendeines Mieters Teile der Gemeinschaftsantennenanlage zum Opfer gefallen sind, meist in Form wilder und falscher Anschaltungen, als deren Folge dann das gesamte Netz verdorben sein kann und die Mietergemeinschaft selbst die Nachteile einer unbefriedigenden Antennenleistung zu tragen hat. In derartigen Fällen wird die Schuld an der ungenügenden Funktionsfähigkeit der Anlage dem ausführenden Anlagenbaubetrieb gegeben. Darüber hinaus sind die Fachkollegen des DLB — Technischer Dienst, deren Aufgabe in einer verantwortungsbewußten Wartungstätigkeit der Anlagen im gesamten Stadtgebiet besteht, für solche eigenmächtigen und unzulässigen Eingriffe keinesfalls eingenommen. Wird doch dadurch ihre umfangreiche Tätigkeit nur unnötig erschwert.

Defekte Empfangsgeräte können unter Umständen auf die Anlage ebenfalls nachteilige Rückwirkungen ausüben; sie dürfen daher nicht an der Antennenanlage angeschlossen bleiben.

Dem durch die neue Rundfunkordnung klar und unmißverständlich zum Ausdruck gebrachten Antennenrecht des Mieters tragen die Projektanten voll und ganz Rechnung, indem bei Neubauten, insbesondere solchen des staatlichen Wohnungsbaus, die baulichen und technischen Voraussetzungen für den Einbau von Antennenanlagen geschaffen werden. Hierbei dürfte es einleuchtend sein, daß in einem Wohnhaus in der Magistrale mit beispielsweise zwölf Wohnungen nicht jeder der zwölf Mieter eine eigene Antenne auf dem Dach anbringen kann. Eine derartige Handhabung des „Antennenrechts" ist selbstverständlich abwegig (wobei in diesem Zusammenhang zu erwähnen ist, daß vor dem Anbringen einer Außenantenne in jedem Falle der Vermieter in Kenntnis zu setzen ist), und zwar aus folgenden Gründen:

1. Es würden auf den Dächern unserer Wohnhäuser die häßlichen Antennenwälder entstehen, die einer Verschönerung des Stadtbildes entgegen wirken und deshalb vom architektonischen und gestalterischen Standpunkt abzulehnen sind. Hinzu kommen noch die vielfach außen am Dach herabgeführten Ableitungen. Die in erhöhtem Maße für die Dachschädenbeseitigung entstehenden Kosten seien in diesem Zusammenhang mit erwähnt.
2. Durch die Anhäufung einer Vielzahl von Antennenelementen auf einer Dachfläche kann eine gegenseitige Störbeeinflussung, eine Abschwächung oder Beeinträchtigung der Sendereinfallsenergie auftreten.
3. Die Errichtung von vielen Einzelantennen auf den Dächern von Wohnbauten mit einer größeren Zahl von Wohnungen würde außerdem einen unnötig und ungerechtfertigt hohen Aufwand an Antennenbaumaterial erfordern und somit Produktionsleistung und Material binden. Berücksichtigt man die planmäßig vorgesehene Produktionssteigerung an Fernseh- und Rundfunkempfängern, so wird sehr bald die Situation eintreten, daß der benötigte Bedarf an Einzelantennen nicht gedeckt werden kann. Außerdem ist die personelle Kapazität der fachlich geeigneten Anlagenbaubetriebe begrenzt und das Fehlen einer genügenden Anzahl von Fachpersonal für den sach- und fachgemäßen Antennenbau eine bekannte Tatsache. Eine unsachgemäße und unzulängliche Errichtung von Außenantennen kann jedoch aus einleuchtenden Gründen nicht zugelassen werden.

Aus all den vorgenannten Erwägungen stellt die ordnungsgemäß errichtete Gemeinschaftsantennenanlage in modernen Wohnungsbauten mit einer größeren Mieterzahl die in technischer, sicherheitsmäßiger sowie auch in wirtschaftlicher Hinsicht einzig vertretbare Lösung dar, die dem heutigen Entwicklungsstand unserer Ausbautechnik entspricht.

Im Zuge der ständig steigenden Entwicklung unserer Bautätigkeit tritt mitunter die unbefriedigende Situation ein, daß Wohnhäuser bereits fertiggestellt und die Wohnungen von den Mietern schon bezogen sind, während die Gemeinschaftsantennenanlage wegen des Fehlens einzelner Baugruppen oder Bauelemente noch nicht funktionsfähig ist. Da selbstverständlich auch die Mieter dieser Wohnungen das Recht auf eine ausreichende Antenne haben, wird für derartige Fälle als für alle Teile befriedigende Zwischenlösung vereinbart, daß sich der Mieter im Dachgebälk, d. h. also unter der Dachhaut, eine provisorische Einzelantenne errichten kann. Es ist jedoch unzulässig, bei der Montage einer derartigen provisorischen Einzelantenne Eingriffe an bereits vorhandenen Teilen der Gemeinschaftsantennenanlage vorzunehmen. Das Nichtbeachten dieses selbstverständlichen Grundsatzes führte in der Vergangenheit häufig zu erheblichen Montagebehinderungen unserer Anlagenbaubetriebe, wenn die Gemeinschaftsantennenanlage komplettiert werden sollte. Hat beispielsweise ein Mieter ausnahmsweise von der zuständigen volkseigenen Wohnungsverwaltung die Genehmigung bis auf Widerruf erhalten, in das vorhandene Rohrleitungsnetz der Gemeinschaftsantennenanlage sein Antennenkabel vom Dachboden bis in seine Wohnung einzuziehen, so gilt diese Genehmigung unter der Voraussetzung, daß er spätestens bis zum Einsetzen der Restmontagearbeiten an der Gemeinschaftsantennenanlage sein Kabel auf eigene Kosten wieder entfernen läßt. Leider sind hier in der Praxis bei manchen Mietern noch recht eigenartige und falsche Auffassungen anzutreffen. Es liegt doch nicht nur im Interesse der Mietergemeinschaft eines Wohngebäudes, die Montageleistungen des ausführenden Anlagenbaubetriebes zu unterstützen, sondern zugleich auch im volkswirtschaftlichen Interesse. Denn jeder Fachmonteur, der nach Fertigstellung eines Anlagenbauvorhabens frei wird, steht dann wieder zur Erfüllung weiterer Aufgaben an anderer Stelle im Rahmen unseres großen Wohnungsbauprogrammes zur Verfügung.

Einiges über Wendelantennen

DIETER BRABANDT

Die Wendelantenne[1]) ist eine der Antennenarten, die bisher kaum zum praktischen Einsatz gekommen sind. Hier und da wurden einige Ausführungsarten verwendet, vom Amateur sind diese Grundformen der Sende- und Empfangsantennen jedoch gemieden worden. Der Grund liegt darin, daß bis vor acht Jahren in der Funksendetechnik für Rundfunk und Amateure nur Frequenzen bis maximal etwa 30 MHz verwendet wurden (ausgenommen ist hierbei die Anwendung wesentlich höherer Frequenzen in der Radartechnik im zweiten Weltkrieg und in der Forschung).

Die breite Öffentlichkeit kam erst mit der Einführung der UKW-Technik, der Fernsehtechnik sowie mit dem 2-m- und 70-cm-Funkbetrieb der Amateure mit Frequenzen von 30 MHz bis 600 MHz und darüber (Dezimeterwellentechnik)

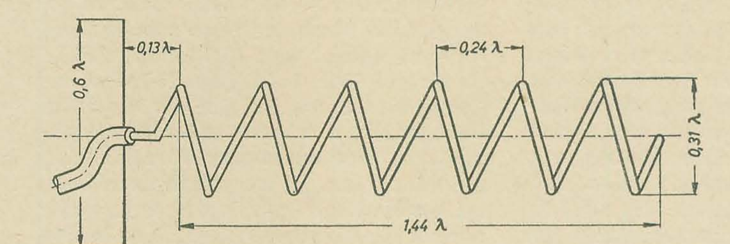


Bild 1: Schema einer Wendelantenne

in Berührung. Das Problem der Antennen wurde damit wieder aktuell und Dipole und Parabolspiegel die meistbenutzten Antennenformen.

Recht brauchbar ist nun auch die Wendelantenne, die gegenüber mehreren anderen Antennenformen einige Vorteile aufweist. Sie wird jedoch erst rentabel, wenn man es mit Frequenzen $\geqq 300$ MHz zu tun hat. Wie die nachfolgenden Berechnungen zeigen, ist die durchaus mögliche Anwendung der Wendel bei $\leqq 300$MHz nur eine Frage des Aufwandes und der mechanischen Stabilität. Bedeutung kann die Wendel bei Amateuren für das 430-MHz-Band (70 cm) und bei der Einführung des Fernsehens auf Band IV erlangen. Japanische Rundfunkgesellschaften verwenden die Wendel erfolgreich als Sendeantennen im Dezimeterwellengebiet.

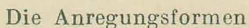
Die folgenden Ausführungen sollen dem Amateur die Möglichkeit geben, nach den angeführten Gleichungen und Diagrammen eine Wendel vollständig zu berechnen und aufzubauen.

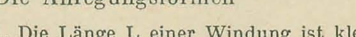
Theoretische Betrachtung der Wirkungsweise

Die Rahmenantenne und die Stabantenne sind die Grenzfälle der Wendel. Aus einer Wendel entsteht, geometrisch betrachtet, als Grenzfall eine Stabantenne, wenn bei festem Windungsabstand S der Durchmesser D gegen Null geht.

Aus einer Wendel entsteht als anderer Grenzfall eine Rahmenantenne, wenn der Windungsabstand S gegen Null geht.

Die Anregungsformen





1. Die Länge L einer Windung ist klein gegen die Betriebswellenlänge (Bild 2). Diese Wendel strahlt radial, also senkrecht zur eigenen Achse.
2. Die Länge L einer Windung ist etwa gleich der Betriebswellenlänge (siehe Bild 3). Diese Wendel strahlt axial, Strommaxima und -minima liegen an der Ober- und Unterseite der Spirale.

Im folgenden kommt die für Breitbandantennen wichtige zweite Form der Anregung zur Anwendung.

Aus der Betrachtung der Polarisationsarten der beiden Grenzfälle, der Rahmen- und der Stabantenne, ist die Polarisation der Wendel leicht zu erklären. Die Rahmenantenne strahlt linear polarisiert in der horizontalen, die Stabantenne linear in der vertikalen Richtung.

Die Wendel erzeugt als Einheit von Stabantenne und Rahmenantenne eine elliptische Polarisation, deren Hauptachse horizontal oder vertikal steht. Bei einem ganz bestimmten Verhältnis von Windungsabstand, Durchmesser und Wellenlänge wird die Polarisation zirkular. Bedingung:

$$D = \sqrt{\frac{2 \cdot S \cdot \lambda}{\pi^2}}.$$

Die Wendel strahl nach beiden Seiten. Zweckmäßig wird am Speisungsende der Wendel ein Reflektor angebracht, der die Strahlung umlenkt. Der Durchmesser des Reflektors soll 1,5 ··· 2,0 D betragen.

Für den praktischen Bau einer Wendel wird gefordert:

Breitbandigkeit, relativ stabiles Richtdiagramm, konstante Fußpunktimpedanz und stabile zirkulare Polarisation im benötigten Frequenzbereich.

Auf die Phasenverhältnisse einzugehen, würde in diesem Rahmen zu weit führen.

Gleichungen und Berechnung (siehe Bilder 1 und 4)

Folgende Berechnungsgrößen sind in die Gleichungen einzusetzen:

D = Durchmesser der Spule von Leitermitte zu Leitermitte;

C $= \pi \cdot D$ = Umfang der Spule;

S = Abstand zwischen zwei benachbarten Windungen, gemessen von Leitermitte zu Leitermitte (Steigung);

α $= \arc\tan \frac{S}{C}$ bzw. $\tan \alpha \frac{S}{C}$ in Grad;

L = Länge einer Windung, gemessen in Wellenlängen (s. Bild 4); $L = \sqrt{\pi^2 D^2 + S^2}$;

LL = gesamte Leiterlänge der Wendel, gemessen in Wellenlängen; $LL = n \sqrt{\pi^2 D^2 + S^2}$;

n = Anzahl der Windungen;

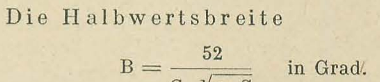
A $= n \cdot S$ = Länge der Achse, gemessen in Wellenlängen;

d = Durchmesser des Leiters;

Φ = Diagrammwinkel in Grad.

Die Werte für Durchmesser, Umfang und die Längen, also D, C, S, L, A, werden in Wellenlängen angegeben und jeweils auf die Betriebswellenlänge bezogen. Die folgenden Gleichungen sind darauf zugeschnitten.

Die Halbwertsbreite



$$B = \frac{52}{C \cdot \sqrt{n \cdot S}} \text{ in Grad.}$$

Die Halbwertsbreite nimmt mit großem Wendeldurchmesser, großer Windungszahl und großer Steigung ab.

Die Breite für die erste Nullstelle

$$B = \frac{115}{C \cdot \sqrt{n \cdot S}} \text{ in Grad.}$$

Für die erste Nullstelle gilt das gleiche wie für die Halbwertsbreite.

Die Fußpunktimpedanz

$$Z = 140 \cdot C \text{ in } \Omega.$$

Der Fußpunktwiderstand ist frequenzabhängig. Die Frequenzabhängigkeit ist sehr groß für $C < 1$, bei $C \geqq 1$ bleibt der Fußpunkt über einen sehr weiten Bereich praktisch konstant.

Das Achsenverhältnis

$$A_r = \frac{2n + 1}{2n}.$$

Das ist das Verhältnis der großen zur kleinen Achse der Polarisationsellipse der elektrischen Polarisation.

Für große Windungszahlen nähert sich die Polarisation einer echten Zirkularpolarisation.

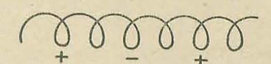


Bild 2: Stromverteilung bei radialer Strahlung

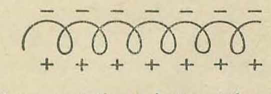


Bild 3: Stromverteilung bei axialer Strahlung

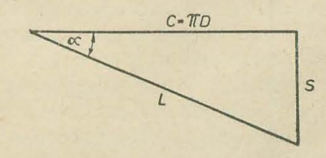


Bild 4: Geometrische Beziehungen zwischen Steigung, Windungslänge und Umfang einer Windung

[1]) Auch Helical, Hélice, Corkscrew, Helix, Spulen-, Spiral- oder Korkenzieherantenne genannt.

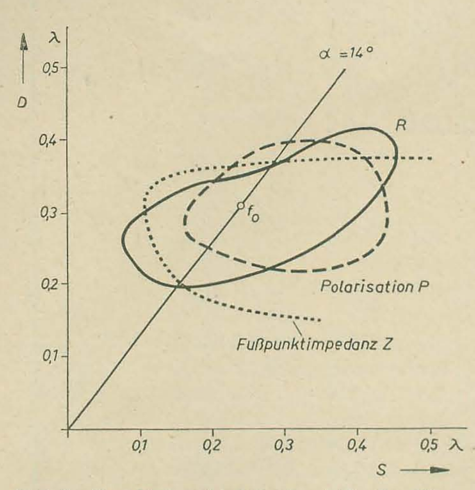


Bild 5: Der Fußpunktwiderstand Z, die Charakteristik R und die Polarisation P in Abhängigkeit von der Steigung und dem Wendeldurchmesser

Das Diagramm

$$E = \left(\sin \frac{90°}{n}\right) \cdot \frac{\sin\left(n \cdot \frac{\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \cdot \cos \Phi,$$

dabei ist

$$\Psi = 360°. \left[S \cdot (1 - \cos \Phi) + \frac{1}{2n}\right] \text{ in Grad.}$$

Mit dieser Gleichung läßt sich das Strahlungsdiagramm einer Wendel als Funktion der Steigung und der Windungszahl theoretisch aufstellen.
Versuche ergaben, daß sich Gleichung und Messung annähernd entsprachen.

Der Gewinn in der Hauptachse

$G = 10 \lg \cdot 15 \cdot C^2 \cdot n \cdot S$ in dB (nach Kraus).

Aus den Gleichungen geht also hervor, daß mit zunehmender Steigung, steigendem Durchmesser und steigender Windungszahl die Bündelung und der Gewinn schnell zunehmen.
Diese Gleichungen gelten für $n \geq 3$ und $12° < \alpha < 15°$. Die Bandbreite einer Wendel beträgt dann etwa 1:1,7.
Das Diagramm (Bild 5) zeigt die Flächen R, P und Z, in denen jeweils gleiche Verhältnisse herrschen.
Auf der Abszisse ist der Wendelabstand S in λ und auf der Ordinate der Wendeldurchmesser D in λ aufgetragen. Innerhalb von R bleibt die Richtcharakteristik etwa gleich, innerhalb von P ist die Polarisation etwa zirkular, innerhalb der Linie Z schwankt der Fußpunktwiderstand nur zwischen 100 Ω und 180 Ω.
Aus den Versuchen ergab sich, daß bei $\alpha = 14°$ die optimalen Antenneneigenschaften erreicht wurden.

Beispiel

Der Verfasser hat eine Reihe von Versuchen mit Wendelantennen auf den Frequenzen zwischen 100 MHz und 430 MHz angestellt. Eine mechanisch und elektrisch gute Lösung ergab sich erst bei Frequenzen ab 300 MHz. Das folgende Beispiel bezieht sich auf eine Frequenz von f = 430 MHz.

Elektrische Werte und geometrische Abmessungen

Mit der Frequenz f = 430 MHz ergibt sich die Wellenlänge

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{4{,}3 \cdot 10^9} \frac{m \cdot s}{s} = 0{,}7 \text{ m} = 70 \text{ cm.}$$

Als günstiger Wert ergibt sich aus dem Diagramm (Bild 5)

für $D = 0{,}31\,\lambda = 0{,}31 \cdot 70 \text{ cm} = 21{,}7 \text{ cm}$,

für $S = 0{,}24\,\lambda = 0{,}24 \cdot 70 \text{ cm} = 16{,}8 \text{ cm}$.

Der Durchmesser des Reflektors D_R

soll etwa 2 · D betragen. Damit ergibt sich:

$D_R = 2\,D = 2 \cdot 0{,}31\,\lambda = 0{,}62\,\lambda = 0{,}62 \cdot 70 \text{ cm} = 43{,}4 \text{ cm}$.

Der Umfang der Spule C

$C = \pi\,D; C = \pi \cdot 0{,}31\,\lambda = 0{,}974\,\lambda = 0{,}974 \cdot 70 \text{ cm} \approx 68 \text{ cm}$

Die Länge der Wendelachse A

Für n = 6 Windungen ist $A = n \cdot S$

$A = 6 \cdot 0{,}24\,\lambda = 1{,}44\,\lambda = 101 \text{ cm}$

Die Halbwertsbreite B

$$B = \frac{52}{C \cdot \sqrt{n \cdot S}} = \frac{52}{0{,}974 \cdot \sqrt{6 \cdot 0{,}24}} = 44{,}5° \approx 45°$$

und die Breite der ersten Nullstelle

$$B = \frac{115}{C \cdot \sqrt{n \cdot s}} = \frac{52}{0{,}974 \cdot \sqrt{6 \cdot 0{,}24}} = 98{,}3° \approx 100°.$$

Die Fußpunktimpedanz

$Z = 140 \cdot C = 140 \cdot 0{,}974 = 136\ \Omega$.

Das Achsenverhältnis A_r

$$A_r = \frac{2n + 1}{2n} = \frac{2 \cdot 6 + 1}{2 \cdot 6} = 13:12.$$

Der Gewinn G in der Hauptachse

$$G = 10 \lg C^2 \cdot n \cdot S \cdot 15 = 10 \lg \cdot 0{,}974^2 \cdot 6 \cdot 0{,}24 \cdot 15 = 10 \lg 20{,}45 = 10 \cdot 1{,}31 \approx 13 \text{ dB.}$$

Der mechanische Aufbau

Das angeführte Aufbaubeispiel behandelt nur eine Möglichkeit. Man kann sich natürlich auch eine bessere Ausführung aufbauen, zumal bei den Versuchen kein allzugroßer Wert auf lange Haltbarkeit gelegt wurde.

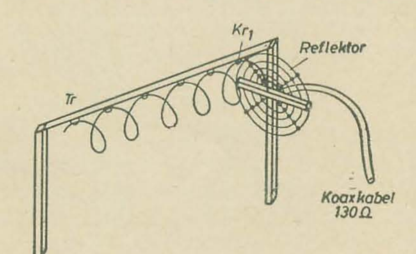


Bild 6: Aufbau der Wendelantenne

Vier Holzstäbe wurden, wie Bild 6 zeigt, zusammengefügt. An die Unterseite der oberen Trageleiste Tr wurden sechs Krampen eingeschlagen, die die Haltepunkte für die sechs Windungen darstellen. Als Draht wurde 3- ··· 4-mm-Cu-Draht (isoliert oder unisoliert) mit guter Erfahrung verwendet. Die erste Befestigungskrampe (Kr_1) wurde in 0,13 λ, also in etwa 9 cm Entfernung von der Reflektorebene (Tragleistenende) eingeschlagen. Der Reflektor kann aus einer Blechscheibe bestehen. Bei Versuchen wurde mit Erfolg ein Drahtreflektor aus Cu-Draht verwendet. Es wurde Cu-Draht vom gleichen Material wie die Wendel zu einer Spirale gewickelt. Durch zwei senkrechte Drähte wurden die Windungen verbunden (gelötet). Die Befestigung des Reflektors an die Holzleiste ist unkritisch.

Der Anschluß der Wendel geschieht durch 130-Ω-Koaxkabel, also unsymmetrisch. Das Wendelende ist durch die Mitte des Reflektors herauszuführen. Es ist so anzuschließen, daß der Reflektor am Kabelschirm, das Wendelende aber an der Seele liegt.
Sollte kein 130-Ω-Kabel vorhanden sein, so kann ohne großen Verlust für Versuche 70-Ω-Kabel verwendet werden. Will man exakt anpassen, so muß man, je nachdem, ob ein symmetrischer oder unsymmetrischer Empfängereingang vorhanden ist, die Symmetrie durch ein $\frac{\lambda}{4}$ langes Koaxialkabel herstellen und unter Umständen mit einer Transformationsleitung die gewünschte Transformation herbeiführen[1]).
Die gesamte benötigte Drahtlänge für die Wendel beträgt:

$$LL = n \cdot \sqrt{\pi^2 D^2 + S^2} = 6\sqrt{3{,}14^2 \cdot 21{,}7^2 + 16{,}8^2} \text{ cm} = 6\sqrt{4932} \text{ cm} = 421 \text{ cm},$$

also ≈ 4,2 m.

Vor- und Nachteile

Die angeführten Vergleiche beziehen sich auf die bekannten Dipolkombinationen (Yagi usw.).

Die zirkulare Polarisation der Wendel

gegenüber der linearen des Dipols hat den Nachteil der Störanfälligkeit aus einer Ebene, die die Dipolkombination ausblenden kann (vertikaler Öffnungswinkel klein).
Dagegen stört eine Drehung der Polarisationsebene vom Sender zum Empfänger die Wendel nicht. Noch zu bestätigende Vermutungen gehen dahin, daß bei Verwendung von einer Wendel als Sendeantenne die Verwendung der zirkularen Polarisation von Vorteil für die Brechung an der Troposphäre ist (Oxley-Nowak „Antennentechnik"). Das ist vor allem bezüglich der Reichweite für den Amateur wichtig!

Der Gewinn und die Bandbreite einer Wendel

liegen bei gleichem Aufwand höher als bei einer Dipolgruppe. Ein Dipol mit Reflektor und zwölf Direktoren hat etwa den gleichen Gewinn wie eine Wendel (13 dB). Die Bandbreite dieser Dipolgruppe beläuft sich auf 2% oder maximal 5% bei einer Breitbandausführung. Die Wendelantenne hat eine Bandbreite von etwa 1:1,7 bis 1:2, also eine ungleich größere Breite.

Der Aufbau und die Anpassung

sind vom Standpunkt der Vor- und Nachteile aus gesehen etwa gleich. Bei gleichem Gewinn hat die Wendelantenne etwas geringere Abmessungen.

Literatur

Oxley-Nowak: Antennentechnik, S. 79
Mende: Fernsehantennenpraxis
radio mentor 12 (1955) S. 736
Les Antennes, S. 179 ··· 186
Proc. I.R.E., Dez. 1947, S. 1484 ··· 1488
Proc. I.R.E., Okt. 1948, S. 1236 ··· 1242
Proc. I.R.E., März 1949, S. 263 ··· 272
Proc. I.R.E., Nov. 1956, S. 764 ··· 771

[1]) Literatur mit Beispielen in Mende: Fernsehantennenpraxis, S. 40 ··· 44. Rint; Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Bd. II, S. 391 ··· 401. radio und fernsehen 9 (1959) S. 281 ··· 283. Oxley-Nowak: Antennentechnik, S. 122 ··· 125.

Ausgangsübertrager für gleichzeitigen Anschluß verschiedener Lautsprecher

KLAUS GABLER

Sollen Lautsprecher verschiedener Leistung und verschiedenen Schwingspulenwiderstandes an einen Ausgangsübertrager optimal angeschlossen werden, bereitet die Dimensionierung der Sekundärseite oft gewisse Schwierigkeiten. Hier sollen dafür geeignete Anhaltspunkte gegeben werden.

Sämtliche Lautsprecher erhalten eine ihrer Nennbelastung N proportionale Leistung zugeführt. Die notwendige Spannung an den Schwingspulen

$$U = \sqrt{N \cdot R} \qquad (1)$$

wird durch entsprechende Windungszahlen auf der Sekundärseite erreicht (Bild 1). Diese verhalten sich zueinander wie die verlangten Spannungen:

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{u_1}{u_2}, \qquad (2)$$

daraus ergibt sich

$$\frac{w_1}{w_2} = \sqrt{\frac{R_1 \cdot N_1}{R_2 \cdot N_2}}. \qquad (3)$$

Die höchste Windungszahl erhält also der Lautsprecher mit dem größten Produkt R · N. Wir wollen ihn mit dem Index s kennzeichnen.

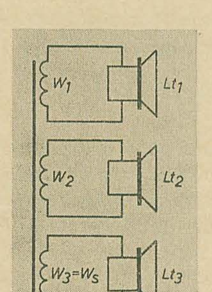
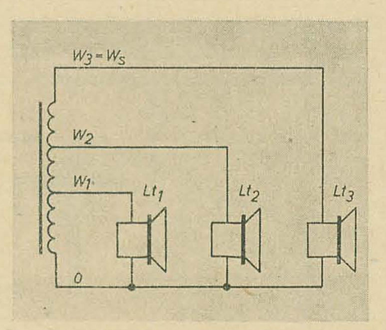


Bild 1: Übertrager mit getrennten Ausgängen

Bild 2: Sekundärausgang mit gemeinsamen Nullpunkt ▶



Im Bild 1 sind sämtliche Lautsprecherstromkreise voneinander galvanisch getrennt. Die Windungen können aber zu einer Wicklung mit Anzapfungen zusammengefaßt werden (Bild 2). Die folgenden Berechnungen beziehen sich stets auf eine Ausführung nach Bild 1. Erst nach Errechnung der Drahtquerschnitte können diese zu einer zusammengefaßten Wicklung addiert werden.

Um das Übersetzungsverhältnis der Primär- zur Sekundärseite zu bestimmen, müssen die Leistungen der einzelnen Lautsprecher addiert und als über w_s liegend angenommen werden (Bild 3).

$$N_{res} = N_1 + N_2 + N_3 + \cdots N_n \qquad (4)$$

Der resultierende Abschlußwiderstand des Ersatzlautsprechers ergibt sich zu

$$R_{res} = \frac{R_s \cdot N_s}{N_{res}} \qquad (5)$$

und daraus das Übersetzungsverhältnis

$$ü = \frac{w_p}{w_s} = \sqrt{\frac{R_p}{R_{res}}} \qquad (6)$$

$$w_s = \frac{w_p}{ü}. \qquad (7)$$

Der Wicklungswiderstand R_w soll so verteilt sein, daß sich etwa prozentual für jeden Lautsprecher derselbe Leistungsverlust ergibt. Das kann erreicht werden, wenn R_w proportional den Schwingspulenwiderständen verteilt wird. Er errechnet sich aus

$$R_w = \frac{w}{q} \cdot \varrho \cdot l_m. \qquad (8)$$

Hierin bedeuten

q = Drahtquerschnitt der Wicklung in mm²

l_m = mittlere Windungslänge in m

ϱ = spezifischer Widerstand.

Der Drahtquerschnitt ergibt sich zu

$$q = \frac{w}{R_w} \cdot l_m \cdot \varrho. \qquad (9)$$

Zweckmäßigerweise beziehen wir alles auf R_{ws}

$$R_w = \frac{R}{R_s} \cdot R_{ws} \qquad (10)$$

und in (9) eingesetzt

$$q = \frac{w \cdot \varrho \cdot l_m \cdot R_s}{R \cdot R_{ws}}. \qquad (11)$$

Der beanspruchte Wickelraum Q bei einem Füllfaktor k, der etwa 30% ··· 50% beträgt

$$Q = w \cdot q \cdot \frac{1}{k} = \frac{w^2 \cdot \varrho \cdot l_m \cdot R_s}{R \cdot R_{ws} \cdot k}. \qquad (12)$$

Die Summe aller Q ergibt den für die Sekundärwicklung verfügbaren Wickelraum

$$Q_{sek} = Q_1 + Q_2 + \cdots Q_n. \qquad (13)$$

Die weitere Berechnung erfolgt nach Trafo- und Drahttabellen, woraus die endgültigen Drahtstärken und Wickelräume errechnet werden können.

Sollen Tief- und Hochtonlautsprecher mit verschiedenen Impedanzen an einen Ausgangsübertrager angeschlossen werden, muß man folgendes beachten:

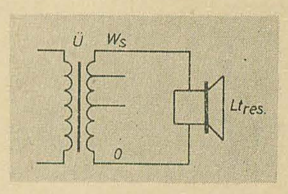


Bild 3: Lautsprecher als resultierender Abschlußwiderstand

Der Hochtonlautsprecher soll anteilmäßig genau so viel Leistung wie der Tieftonlautsprecher erhalten, obwohl die Nennbelastung etwas geringer als die des Tieftonlautsprechers gewählt werden kann. Das Verhältnis der Windungszahlen wird also nur von den Schwingspulenwiderständen bestimmt (Bild 4 und Bild 5).

$$\frac{w_T}{w_H} = \sqrt{\frac{R_T}{R_H}}. \qquad (14)$$

Das Übersetzungsverhältnis zur Primärseite wird nach Gleichung (6) errechnet, nur daß hier ausschließlich von den Tiefton- oder nur von den Hochtonlautsprechern auszugehen ist.

Beispiel

Für eine kleine Übertragungsanlage werden 4 Lautsprecher 8 W/7 Ω verwendet.

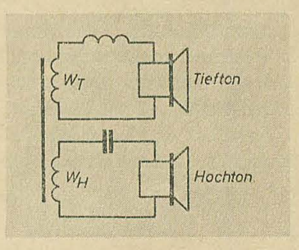


Bild 4: Übertrager mit getrennten Ausgängen

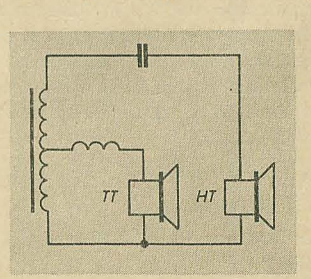


Bild 5: Sekundärausgang mit gemeinsamen Nullpunkt

Als Kontrolle dient ein 4-W-System mit 6 Ω Impedanz, das bei Vollaussteuerung der Anlage mit 1,5 W belastet wird. Der Primärwiderstand soll 4 kΩ betragen. Verwendet wird ein Kern M 102 b.

Primärwindungen = 2100
Wickelraum = 820 mm²
mittlere Windungslänge = 0,233 m

Das Verhältnis der Wicklungsteile ergibt sich aus Gleichung (3)

$$\frac{w_1}{w_s} = \sqrt{\frac{1,5 \cdot 6}{32 \cdot 7}}$$

$$5\,w_1 = w_s$$

und der resultierende Außenwiderstand nach (5)

$$N_{ges} = 33,5\ \mathrm{W} \qquad R_{res} = \frac{7 \cdot 32}{33,5}$$

$$R_{res} = 6,68\ \Omega$$

bzw. das Übersetzungsverhältnis nach (6)

$$ü = \sqrt{\frac{4000}{6,68}} = 24,5$$

$$w_s = \frac{2100}{24,5} \approx 86\ \mathrm{Wdg}\ (w_1 = 17\ \mathrm{Wdg}).$$

Die Widerstände der Wicklungen sind den Abschlußwiderständen proportional

$$\frac{R_{ws}}{R_{w_1}} = \frac{R_s}{R_1}$$

$$R_{ws} = \frac{7}{6} \cdot R_{w_1}.$$

Der beanspruchte Wickelraum beträgt nach (12) bei $l_m = 0,233$, $\varrho = 0,017$ und einem angenommenen Füllfaktor k von 30%.

$$Q_1 = \frac{17^2 \cdot 0,017 \cdot 0,233 \cdot 7}{6 \cdot 0,3 \cdot R_{ws}} = \frac{4,44}{R_{ws}}\ \text{in mm}^2$$

$$Q_s = \frac{86^2 \cdot 0,017 \cdot 0,233}{0,3 \cdot R_{ws}} = \frac{97,7}{R_{ws}}\ \text{in mm}^2$$

$$Q_{sek} \approx \frac{102}{R_{ws}}\ \text{in mm}^2.$$

Bei gleichmäßiger Aufteilung des Wickelraumes in Primär- und Sekundärseite stehen für jede Seite 410 mm² zur Verfügung

$$Q_{sek} = 410\ \mathrm{mm}^2$$

$$R_{ws} \approx \frac{102}{410} \approx 0,25\ \Omega.$$

Nach (11) ergeben sich folgende Drahtquerschnitte

$$q_1 = 0,314\ \mathrm{mm}^2 \triangleq 0,65\ \varnothing\ \mathrm{CuL}$$

$$q_s = 1,37\ \mathrm{mm}^2 \triangleq 1,3\ \varnothing\ \mathrm{CuL}$$

Der Drahtquerschnitt für die Wicklung bis zu Anzapfung beträgt

$$q_1 + q_2 = 1,68\ \mathrm{mm}^2 \triangleq 1,5\ \mathrm{mm}\ \varnothing\ \mathrm{CuL}$$

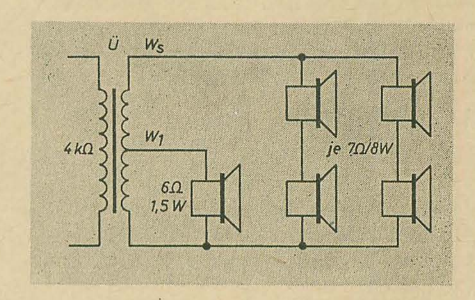


Bild 6: Lautsprechersystem für Übertragungsanlage

Prüfgerät zur Gleichlaufeinstellung von Doppeldrehkondensatoren

HAGEN JAKUBASCHK

In der Rundfunkwerkstatt tritt immer wieder der Fall ein, daß ein Doppeldrehkondensator auf seinen Gleichlauf geprüft und eingetrimmt werden soll. Auch ein Vergleich zweier Festkondensatoren oder Widerstände auf genau gleichen Wert ist in der Praxis häufig erforderlich. Im letzteren Falle geschieht dies gewöhnlich durch mehr oder weniger zeitraubendes Ausmessen mit der Meßbrücke. Drehkos dagegen werden in der Praxis meist im eingebauten Zustand und während des allgemeinen Abgleichs — je nach Zeitaufwand und Meßmöglichkeit — auf Gleichlauf „hingetrimmt". Die meisten Doppeldrehkos besitzen zu diesem Zweck aufgeteilte (geschlitzte) Außenplatten am Rotor, die dann meist „nach Gefühl" zurechtgebogen werden.

Das hier beschriebene einfache, wenig Aufwand erfordernde Prüfgerät erlaubt den Vergleich zweier Kondensatoren oder Widerstände auf gleichen Wert bzw. Einrichten beider Rotoren des Doppeldrehkos (sofern beide Drehkoteile gleiche Kapazitätswerte haben sollen) bei jeder beliebigen Rotorstellung und unabhängig von dem jeweiligen C- (oder R-)Wert. Besonders angenehm ist dabei, daß während des Abgleichs bzw. der Prüfung keinerlei Bedienungsorgane am Prüfgerät zu bedienen sind und (Unterschied zur Meßbrücke üblicher Art!) sofort erkennbar wird, nach welcher Seite (größerer oder kleinerer Wert) ein Drehkoteil vom anderen abweicht. Das Bild zeigt die Schaltung des Gerätes, das lediglich eine „Magische Waage" EM 83 und einen Netztrafo nebst einigen Kleinteilen enthält. Im Prinzip handelt es sich hier um eine normale Brückenschaltung, die jedoch mit relativ hoher Brückenspannung (mit P_1 regelbar: 0 ··· 350 V) arbeitet. Damit ist eine Genauigkeit von unter 1% erreichbar! Dieser Wert dürfte für alle praktisch vorkommenden Fälle ausreichen.

Arbeitsweise des Gerätes

Die Wicklung II des Netztrafos liefert die mit P_1 einstellbare Brückenspannung. Ein Zweig der Brücke wird durch die beiden 2-MΩ-Widerstände gebildet, der andere Zweig durch die beiden Kondensatoren des Doppeldrehkos (bzw. durch zwei Festkondensatoren oder Widerstände, die auf gleichen Wert verglichen werden sollen). Das Brückengleichgewicht ist damit unabhängig vom Wert der angeschlossenen Meßobjekte C_a, C_b und nur durch deren Gleichheit bestimmt; vorausgesetzt, daß für die beiden 2-MΩ-Widerstände des festen Brückenzweiges zwei genau wertgleiche, engtolerierte (0,5%) und zusätzlich möglichst ausgesuchte Widerstände verwendet werden.

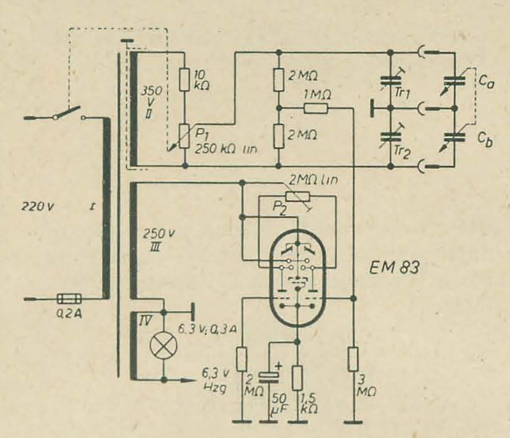
Die Anzeige des Brückengleichgewichts erfolgt durch die EM 83. Durch den Katodenwiderstand dieser Röhre wird erreicht, daß — bei spannungslosen Steuergittern — beide Leuchtbalken der Röhre bereits eine gewisse mittlere Höhe aufweisen. Der Leuchtbalken des linken Systems der EM 83 bleibt dabei auch während der Messung unverändert und dient als Bezugspunkt für die Nullage der Brücke. Die Brücke ist im Gleichgewicht, wenn der rechte Leuchtbalken auf genau gleicher Höhe mit dem linken steht. Demzufolge wird dem rechten Röhrensystem die Brückenspannung (Indikatorspannung des Querzweiges) zugeführt. Da der rechte, durch C_a, C_b gebildete Brückenzweig in seiner Mitte auf Masse liegt — wie es auch beim eingebauten Drehko stets der Fall ist —, ist das rechte Steuergitter dann spannungslos und sein Leuchtbalken auf gleicher Höhe mit dem linken, wenn $C_a = C_b$ ist. Da bereits Steuerspannungen am Gitter der EM 83 von unter 1 V eine merkliche Differenz der Balkenhöhe bewirken, erlaubt die hohe Brückenspannung einen sehr genauen Feinabgleich. Die seitenrichtige Abweichung des Balkens (je nachdem, ob C_a oder C_b größer) wird dadurch erzielt, daß die

Anzeigespannung am rechten Gitter und auch die Betriebsspannung der EM 83 nicht gleichgerichtet werden. Die EM 83 leuchtet daher jeweils nur in der positiven Halbwelle ihrer Anodenwechselspannung auf. Zu diesem Zeitpunkt ist aber bei verstimmter Brücke die auftretende Anzeigespannung in ihrer Phasenlage entweder positiv oder negativ, je nachdem, nach welcher Seite (C_a oder C_b) die Brücke verstimmt ist. Die jeweils andere Halbwelle der Anzeigespannung kommt wegen der dann nicht leuchtenden EM 83 nicht zur Wirkung. Auf diesem Wege ist, im Gegensatz zu normalen C-Meßbrücken, relativ einfach und ohne aufwendigen phasenempfindlichen Gleichrichter eine Seitenbestimmung der Brückenablage möglich.

Aufbau des Gerätes

Der Aufbau des Gerätes ist einfach und unkritisch, lediglich bei der Verdrahtung der Brückenleitungen, ab P_1 bis zu den Anschlußbuchsen für das Meßobjekt, ist auf kurze, kapazitätsarme (vom Chassis fernhalten) und vor allem erdsymmetrische Verdrahtung zu achten. Der Netztrafo muß wegen der aus Symmetriegründen erforderlichen Abschirmung für Wicklung II gesondert gewickelt werden, eine Normalausführung ist hier kaum brauchbar.

Die erstmalige Einstellung des Gerätes geschieht, indem zunächst ohne Meßobjekt und bei zugedrehtem P_1 (also ohne Brückenspannung) mit dem Abgleichregler P_2 (Nullanzeigekorrektur) auf gleiche Höhe beider Leuchtbalken eingestellt wird. Dieser Regler sollte mittels Schraubenzieher von außen zugänglich sein, um bei späterer Alterung der EM 83 die Nullage nachgleichen zu können. Betriebsmäßig darf er natürlich nicht bedienbar sein. Nach erfolgtem Nullabgleich mit P_2 wird P_1 aufgedreht, bis sich ein deutlicher Unterschied der Balkenhöhen zeigt. Mit den beiden den Meßbuchsen parallelgeschalteten Trimmern Tr_1 und Tr_2 (gleiche Fabrikate, keramische Scheibentrimmer Typ 2502 o. ä. mit etwa 30 pF Endkapazität) wird nun die Brücke ins Gleichgewicht gebracht bzw. die durch die Verdrahtung bewirkte Unsymmetrie ausgeglichen. Bei sauberem Aufbau sollen beide Trimmer in ungefähr der gleichen Stellung zu stehen kommen. Ist das erreichbar, wird die Einstellung so gewählt, daß — immer bei gleicher Höhe beider Leuchtbalken — beide Trimmer möglichst weit ausgedreht sind. Hierbei ist bereits feststellbar, ob bei Vergrößerung z. B. des Trimmers Tr_1 (entspricht später einem zu großen Wert bei C_a) der rechte Leuchtbalken nach oben oder unten abweicht. Diesen Zusammenhang muß man sich merken oder auf dem Gerät markieren. Später kann dann daraus geschlossen werden, ob z. B. bei zu hohem Leuchtbalken C_a oder C_b zu groß ist. Dieser Zusammenhang kann gegebenenfalls durch Umpolen der Wicklung III am Netztrafo umgekehrt werden, falls ein bestimmter Zusammenhang der Anzeige mit der Seitenabweichung des Meßobjektes gewählt wird. Werden z. B. die Meßbuchsen unterhalb der waagerecht angeordneten Röhre montiert, wird man zweckmäßig



das im Bild rechte (Anzeige-)System der Röhre nach unten (dicht über den Buchsen) anordnen und Wicklung III so polen, daß der Balken stets nach der Seite des höheren C-Wertes ausschlägt.

Bei der praktischen Messung wird P_1 zunächst soweit aufgedreht, daß bei angeschlossenem Meßobjekt der Anzeigebalken nicht ganz bis zum Maximal- oder Minimalwert ausschlägt bzw. unsichtbar bleibt. Erst wenn ungefähre Gleichheit beider Drehkohälften in allen Rotorstellungen erzielt ist, kann P_1 voll aufgedreht und die maximale Empfindlichkeit ausgenutzt werden. Beim Durchdrehen des Drehkos ist dann am Auswandern des Anzeigeleuchtbalkens sehr sinnfällig die restliche Gleichlaufschwankung des Drehkos (die nie restlos zu beseitigen sein wird!) nach beiden Seiten erkennbar. Ein so vorabgeglichener Drehko braucht dann im Empfänger nicht mehr behandelt zu werden, wodurch sich der L- und C-Abgleich von Vorkreis und Oszillator z. B. eines Supers bedeutend zügiger und genauer erledigen lassen. Damit werden auch die sonst nur sehr mühsam zu beseitigenden Gleichlauffehler um die Mitte des Drehkodrehwinkels herum von vornherein vermieden.

Wenn es sich darum handelt, zwei Kondensatoren oder Widerstände mit nominell gleichem Wert auf genau gleichen Wert auszusuchen (was für bestimmte Schaltungen gefordert wird), läßt sich dieser Arbeitsgang hier bedeutend schneller und übersichtlicher durchführen, als es mit einer herkömmlichen Meßbrücke möglich wäre. Auch die Genauigkeit ist (falls keine Meßbrücke mit Anschluß für Normalien — „offene Brücke" — vorhanden ist) besser als mit der Meßbrücke. Es lassen sich Widerstände zwischen etwa 20 kΩ und 20 MΩ sowie Kondensatoren zwischen etwa 50 pF und 50 nF vergleichen, wobei die Genauigkeit an den genannten Grenzwerten allerdings etwas geringer wird.

Der Anschluß des Meßobjektes muß selbstverständlich so kurz wie möglich geschehen. Anschlußleitungen sollen nicht länger als 10 cm sein und bei der Messung frei, parallel und in einigem Abstand von der Masseleitung durchhängen, damit ihre zusätzliche Kapazität nicht die Messung verfälscht. Schon das Annähern der Hand wird deutlich sichtbar und muß daher vermieden werden. Da das Gerät sehr klein aufgebaut werden kann, ist es auch bei eingebauten Drehkos möglich, es nahe genug an diese heranzubringen.

Für den Netztrafo wird in der Tabelle eine geeignete Wickelvorschrift gegeben.

Netztrafowickeldaten

Kern M 65/20 (Ktr 3), 5,25 cm² Fe, wechselseitig geschichtet

Reihenfolge von innen nach außen:

Wicklung I:
1760 Wdg. 0,12 CuL — Netz 220 V, N_r etwa 6 W

Abschirmung:
1 Lage Isolation Ölleinen
1 Lage dünne Kupferfolie (Achtung: Enden dürfen nicht überlappen, sonst Kurzschlußwindung! Zwischen überlappende Enden den Anfang der folgenden Isolierlage einlegen!)
1 Lage Isolation Ölleinen

Wicklung II:
3150 Wdg. 0,1 CuL — 350 V Brückenspeisespannung

Abschirmung:
1 Lage Ölleinen
1 Lage Kupferfolie
1 Lage Ölleinen (siehe oben). Beide Kupferfolien werden über einen aufgelöteten, herausgeführten Anschlußdraht an Masse gelegt!

Wicklung III:
2250 Wdg. 0,08 CuL — 250 V Anodenspannung EM 83

Wicklung IV:
57 Wdg. 0,5 CuL — 6,3 V Heizung und Kontrollbirne

Bemerkung: Für die Schutzwicklung ist die übliche Ausführung mit einer Lage Draht einpolig an Masse hier nicht ausreichend. Bei Einwickeln der Folie wegen Platzmangel auf glatte, feste Aufwicklung achten!

Magnetisierungsvorgänge sichtbar gemacht

Bisher konnte man die magnetischen Elementarbereiche nur durch Oberflächenfiguren mit Hilfe von Kolloidalen magnetischen Suspensionen sichtbar machen. Eine direkte Darstellung in Durchsicht ist neuerdings bei Verbindungen des Eisenoxyds mit Oxyden der Seltenen Erden möglich. Charakteristisch für diese in feinsten Plättchen durchsichtigen Kristalle ist ihr Gitteraufbau, der dem des Halbedelsteines Granat entspricht. Deshalb bezeichnet man diese Klasse von Verbindungen als ‚Granate. Ein Yttriumgranat gibt z. B. bei einer Dicke von 0,04 mm im Polarisationsmikroskop bei fast gekreuzten Polarisatoren ein typisches Muster aus verschiedenen hellen Gebieten bei hellbrauner Farbe. Die unterschiedlichen Helligkeiten entstehen durch den Faradayeffekt. Durch sie werden also die verschiedenen Magnetisierungseinrichtungen in benachbarten Weißschen Bezirken erkennbar. Bei vollständig gekreuzten Polarisatoren schlägt die Farbe nach Grün um, und nun sind nicht mehr die Weißschen Bezirke selbst, sondern die Konturen zwischen diesen als dunkle Linien zu erkennen. Man hat also somit die Möglichkeit, die Blochwände zu zeigen. Interessante Unterschiede in diesen Bildern ergeben sich längs der Magnetisierungsschleife. In beiden Sättigungszuständen findet man gar keine Muster, bei den beiden möglichen Remanenzzuständen findet man Muster entgegengesetzter Polarität.

Siemens-Zeitschrift 9 (1959) S. 577 ··· *583*

TV-Empfänger „PATRIOT“

HERBERT BÖHM

Dieser neue Empfänger des VEB RAFENA-Werke stellt eine Ablösung des bekannten „Derby“ dar und ist mit einer 43-cm-Bildröhre in 70°-Ablenkung und einem Horizontalchassis ausgerüstet.

Allgemeines

Beim „Patriot“ sind die wichtigsten Funktionsregler, und zwar Lautstärke/Helligkeit und Kanalwähler/Feinabstimmung symmetrisch an der Vorderseite des Gerätes angebracht. Zwischen diesen beiden in Doppelknöpfen zusammengefaßten Reglerpaaren strahlt ein Breitbandlautsprecher den Ton in Richtung der Fernsehteilnehmer ab (Bild 1). Da durch die Verwendung einer getasteten Regelung der Kontrast nur selten nachzuregeln ist, wurde der Kontrastregler und der Zeilenfrequenzfeinregler an der rechten Gehäuseseite herausgeführt. An der Rückseite sind die Regler für Bildfrequenz und Bildamplitude und nach Entfernen der Bodenplatte und Rückwand die Einstellregler für Bildlinearität, Zeilenfrequenz-Grob sowie die induktiven Regler für Bildbreite und Zeilenlinearität zugängig.

Der Ausbau des Chassis wird nach Entfernen der Bedienungsknöpfe durch Lösen von zwei Bodenschrauben möglich. Dieser Ausbau ist jedoch nur nötig, wenn z. B. der Kanalwähler oder die Bildröhre ausgewechselt werden muß. Alle anderen Service-Arbeiten können leicht im auf die Seite gelegten Zustand des Gerätes erledigt werden (Bild 2).

Die Besonderheiten mechanischerseits liegen beim „Patriot“ in der Verwendung tauchgelöteter Baugruppen. Diese Verdrahtungsart stellt in der Herstellung der vorgefertigten Baugruppen einen Übergang zur gedruckten Schaltung dar und weist durch die völlige Ausschaltung der „Schlußgefahr“ große Vorteile in der Betriebssicherheit auf. Auf den ersten Blick wird das Chassis verhältnismäßig „leer“ erscheinen (Bild 3).

Der Empfänger ist seriengeheizt und kann nur mit 220-V-Wechselstrom betrieben werden.

Funktionsbeschreibung

Im „Patriot“ wurde wiederum der bekannte Kanalwähler mit Kaskode-Eingangsschaltung und der Röhrenbestückung PCC 84 und PCF 82 verwendet. Der Antenneneingang ist nicht umschaltbar und wurde für eine symmetrische Ableitung von 240 Ω ausgelegt. Als Berührungsschutz sind zwischen die Antennenbuchsen und den Kanalwählereingang die Trennkondensatoren C_{301a} und C_{301c} eingeschaltet. Als HF-Verstärker wird die PCC 84, die in ihren technischen Daten — abgesehen von der Heizung — der ECC 84 entspricht, verwendet. Das erste System arbeitet als Katodenbasis- und das zweite System als Gitterbasisverstärker. Mit dem Trimmer C_{303a} kann bei notwendigem Röhrenwechsel die Kapazitätsstreung der Röhren ausgeglichen werden. Um Übersteuerungen der Vorstufe zu vermeiden, wurde eine Katodenkombination R_{314} und C_{300} eingefügt.

Die Drossel Dr_{301} liegt zwischen den beiden gleichstromgekoppelten Systemen der PCC 84 zur Anhebung der flachen Resonanzkurve auf den hohen Frequenzen im Band III. Im Anodenkreis des Gitterbasissystems liegt die Primärspule des auf dem Oszillatorsegment angeordneten HF-Bandfilters. Die Sekundärseite dieses Bandfilters bildet den Gitterkreis der Mischröhre PCF 82. Die Kopplung zwischen diesen Spulen ist maßgebend für die Bandbreite und Empfindlichkeit des HF-Teiles. Die Feinabstimmung des Oszillators wird durch den Drehkondensator bewirkt. Dieser Drehkondensator bestreicht einen Bereich von etwa 1,5 MHz. Zur Grobeinstellung des Oszillators ist im Segment ein Messingkern angeordnet. Der Heizkreis der Vor- und Mischröhre ist mit den Kondensatoren C_{320}, C_{321}, C_{322} und C_{323} und den Drosseln Dr_{302}, Dr_{303} und Dr_{304} sorgfältig entkoppelt.

Der ZF- und Videoverstärker

Der ZF-Verstärker ist über ein fußpunktgekoppeltes Bandfilter an die Mischröhre angeschlossen. Das erste Halbglied dieses Filters (Sp_{303}) befindet sich im Kanalwählerchassis, während das zweite Halbglied Sp_{101} an der ersten ZF-Röhre EF 80 angeordnet ist. An dieses Filter sind die Fallen zur Unterdrückung des Eigentonträgers und parasitärer Resonanzfrequenzen bei 42 MHz induktiv angekoppelt. Zur Erreichung der erforderlichen Bandbreite ist dieses Filter mit R_{101} stark bedämpft. Dem Katodenwiderstand R_{107} ist kein Kondensator parallel geschaltet. Dies wirkt einer schädlichen Änderung der Röhrenkapazität beim Kontrastregelvorgang entgegen.

Im Anodenkreis liegt das zweite Filter, bestehend aus dem Bandfilter und zwei kapazitiv angekoppelten Fallen. Die Fallen F_3 zur Unterdrückung des Nachbarbildträgers und F_4 zur Unterdrückung des Nachbartonträgers gewährleisten bei sorgfältiger Abstimmung eine sehr gute Nachbarkanalselektion von durchschnittlich $\geqq 60$ dB (Bild 4).

Die Anodenseite ist mit R_{111} und die Gitterseite dieses Filters mit R_{119} stark bedämpft. Die Dämpfung ist durch die scharfe Resonanz dieser Kreise erforderlich. Gleichzeitig wird eine Unterdrückung von Einschwingvorgängen, die durch die hohe Flankensteilheit auftreten können, erreicht. Da auch die Röhre $Rö_{102}$ geregelt ist, wurde der Katodenwiderstand R_{121} auch hier nicht kapazitiv überbrückt. Beim dritten und vierten ZF-Filter Sp_{103} und Sp_{104} ist zur Einstellung der Band-

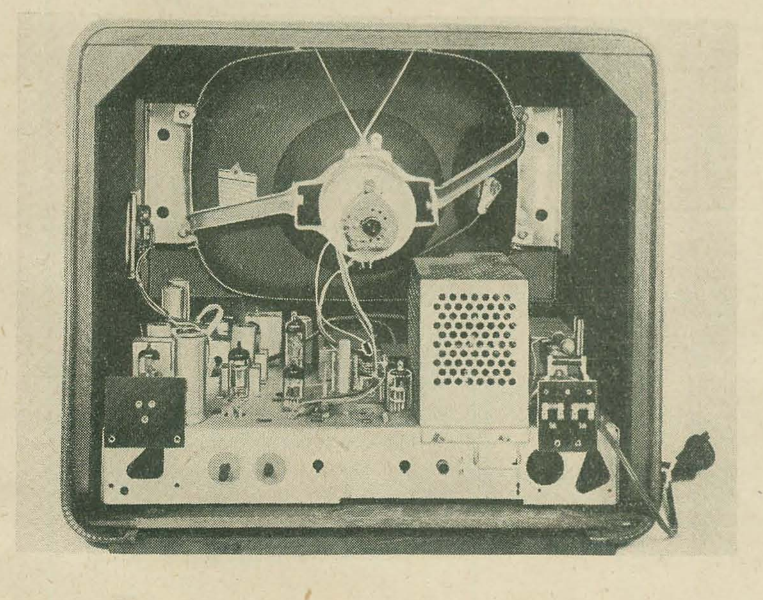
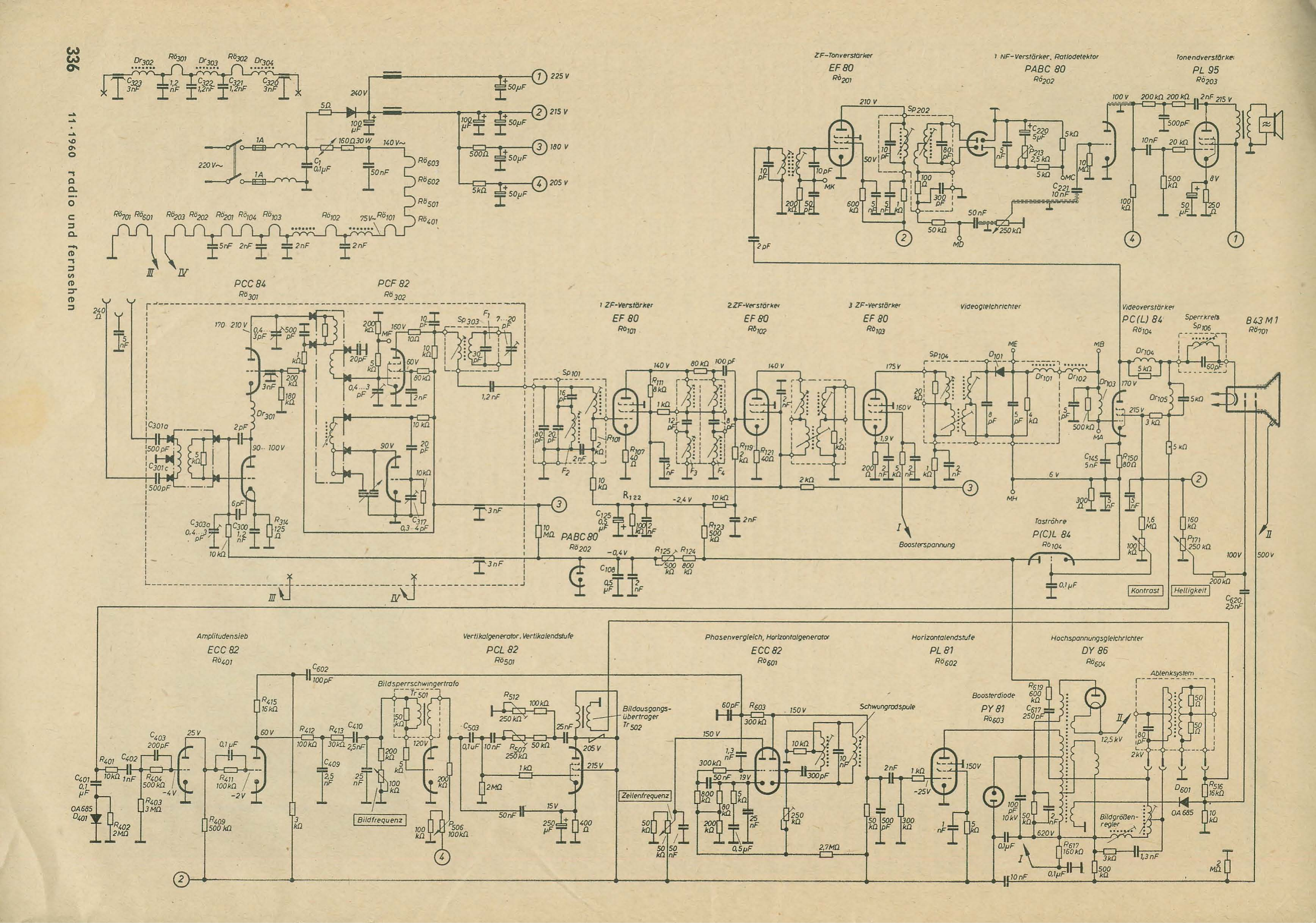


Bild 1 (oben): TV-Empfänger „Patriot“

Bild 2: Chassisaufbau


ZF-Tonverstärker EF 80 Rö201
1 NF-Verstärker, Ratiodetektor PABC 80 Rö202
Tonendverstärker PL 95 Rö203
PCC 84 Rö301
PCF 82 Rö302
1 ZF-Verstärker EF 80 Rö101
2 ZF-Verstärker EF 80 Rö102
3 ZF-Verstärker EF 80 Rö103
Videogleichrichter
Videoverstärker PC(L) 84 Rö104
Sperrkreis Sp106
B 43 M 1 Rö701
Boosterspannung
Taströhre P(C)L 84 Rö104
PABC 80 Rö202
Kontrast
Helligkeit
Amplitudensieb ECC 82 Rö401
Vertikalgenerator, Vertikalendstufe PCL 82 Rö501
Bildsperrschwingertrafo Tr501
Bildausgangsübertrager Tr502
Bildfrequenz
Phasenvergleich, Horizontalgenerator ECC 82 Rö601
Zeilenfrequenz
Schwungradspule
Horizontalendstufe PL 81 Rö602
Boosterdiode PY 81 Rö603
Hochspannungsgleichrichter DY 86 Rö604
Ablenksystem
Bildgrößenregler
220 V~
240 Ω

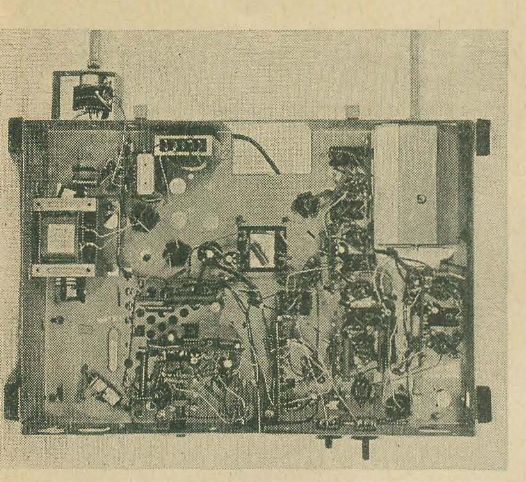


Bild 3: Untere Chassisansicht, tauchgelötete Baugruppen

breite der induktive Kopplungsfaktor mit Abgleichkernen einstellbar. Zu diesem Zweck wurden einige Windungen der Bandfilterspulen auf einen Spulenkörper gewickelt und mit einem HF-Eisenkern versehen. In das vierte ZF-Filter ist organisch die Bildgleichrichterdiode D_{101} eingebaut. An dieser Diode, die gleichzeitig als Mischdiode wirkt, wird auch der Tonzwischenträger als Differenzfrequenz von 5,5 MHz gewonnen. Die Drosseln Dr_{101} und Dr_{102} sind zur Sperrung von Oberwellen, die beim Mischvorgang entstehen, vorgesehen. Das Schirmgitter der dritten ZF-Röhre $Rö_{103}$ wird nicht von der Schienenspannung, sondern über R_{617} von der Boosterspannung gespeist. Bis zum Zeitpunkt der Entstehung der Boosterspannung ist dadurch der ZF-Verstärker gesperrt. Hierbei wird vermieden, daß bei hoher Feldstärke die Videodiode überlastet wird, denn die getastete Regelspannung setzt auch erst nach Entstehung der Boosterspannung ein. Bei einem notwendigen ZF-Abgleich empfiehlt es sich, diesen stufenweise, ausgehend von der Demodulatorstufe, auszuführen (Bild 4). Die Drossel Dr_{103} ist als Korrekturdrossel zur Kompensierung von schädlichen Schaltkapazitäten eingefügt. In die Katode der Videoverstärkerröhre (L-System der PCL 84) ist ein festes „Klarzeichnerglied", bestehend aus R_{150} und C_{145} eingeschaltet. Die Drosseln Dr_{104} und Dr_{105} im Anodenkreis der PCL 84 sind zur Korrektur des Frequenzganges des Videoverstärkers vorgesehen. Das Videosignal gelangt über den 5,5 MHz Sperrkreis Sp_{106} an die Katode der Bildröhre. Bei der galvanischen Kopplung geht der Gleichstromanteil im Bildsignalgemisch nicht verloren. Eine Schaltung zur Wiederherstellung des Schwarzwertes ist dadurch nicht erforderlich. Die Helligkeitsregelung der Bildröhre wird durch Verändern der Vorspannung des Wehneltzylinders mit dem Potentiometer P_{171} erzielt.

ZF-Tonverstärker, Ratiodetektor und Endstufe

Der an der Videodiode gewonnene Differenzträger von 5,5 MHz wird in der Videoverstärkerröhre PCL 84 weiterverstärkt und an der Anode über ein Bandfilter ausgekoppelt. Der Tonträger sowie der Zwischenträger sind frequenzmoduliert, weisen jedoch, da diese aus dem Bildsignalgemisch gewonnen wurden, Amplitudenmodulationsreste auf. Zur besseren AM-Unterdrückung wurde deshalb zur Tonauskopplung ein zweikreisiges Bandfilter verwendet. Die nachfolgende ZF-Verstärkerröhre $Rö_{201}$ ist zur weiteren Unterdrückung der AM-Reste als Begrenzer geschaltet. Die Demodulation wird durch eine Ratiodetektorschaltung, bestehend aus Sp_{202} und dem B-System der $Rö_{202}$ (PABC 80), vorgenommen. Entsprechend der gegenphasigen Spannungen die durch die Gleichrichtung an den beiden Diodenstrecken entstehen, kommt in der Tertiärspule eine pulsierende Gleichspannung zustande. Diese pulsierende Gleichspannung entspricht der NF-Modulation des Begleittones. Mit dem Einstellregler P_{213} in Reihe mit C_{220} kann der möglicherweise noch vorhandene Restbrumm ausgeregelt werden. Die vom Ratiodetektor gelieferte NF-Spannung gelangt über den Lautstärkeregler und C_{221} zum Gitter der NF-Vorverstärkerröhre (C-System der PABC 80). Die Tonendstufe ist mit der PL 95 ($Rö_{203}$) bestückt. Zwischen den Anoden der Vorverstärker- und Endröhre ist ein nicht regelbares Gegenkopplungsglied angeordnet. Die Tonabstrahlung wird durch einen Breitband-Ovallautsprecher vorgenommen.

Getastete Regelung

Bei der automatischen Verstärkungsregelung übernimmt das Triodensystem der PCL 84 ($Rö_{104}$) die Funktion der Tasttröhre. An die Anode des Triodensystems gelangen über C_{617} und R_{619} positive Zeilenimpulse. Die Katode der Taströhre ist mit der Katode der Videoverstärkerröhre galvanisch verbunden. Somit steht an der Katode der Taströhre das Bildsignal mit den Synchronisationsimpulsen, so daß die Möglichkeit besteht, das Gerät den unterschiedlichen Feldstärkeverhältnissen anzupassen. Die Taströhre wird nur dann aufgetastet, wenn die im Bildsignal enthaltenen Zeilen-Synchronisationsimpulse an der Katode zeitlich gesehen mit den vom Zeilentrafo kommenden Zeilenimpulsen an der Anode zusammenfallen. Während dieser Zeitdauer entsteht eine gleichgerichtete negative Spannung, deren Größe von der Höhe der an der Katode stehenden Synchronisier-Impulsdächer abhängig ist. Diese am Arbeitswiderstand R_{122} vorhandene negative Regelspannung wird nach Siebung durch R_{123} und C_{125} den Steuergittern der $Rö_{101}$ und $Rö_{102}$ zugeführt. Die Regelspannung für die Kaskodestufe wird über R_{124} und C_{108} gesiebt. Damit die HF-Eingangsstufe auch bei kleinen Eingangsfeldstärken mit voller Verstärkung arbeitet, ist die Vorspannung durch eine positiv vorgespannte Diode verzögert. Die Regelung setzt erst dann ein, wenn die Regelspannung die positive Vorspannung überschreitet. Mit dem Einstellregler R_{125} läßt sich die Vorspannung der HF-Eingangsstufe zur besseren Anpassung an die Eingangsfeldstärke geringfügig verändern.

Das Amplitudensieb

Von der Anode der Videoröhre wird das Bildsignal mit den Synchronisierimpulsen über ein Netzwerk von Widerständen und Kondensatoren dem Steuergitter des ersten Systems der ECC 82 zugeführt. Zur Unterdrückung von Störspannungsspitzen, die von Kollektorstörungen, Kfz.-Zündstörungen usw. herrühren, ist vor dem Amlitudensieb ein Störspannungsbegrenzer angeordnet. Dieser besteht aus dem RC-Netzwerk C_{401}, R_{402} und der Germaniumdiode D_{401}. Alle über das Niveau des Synchronisationspegels hinausgehenden Spannungsspitzen werden entsprechend der Vorspannung der Diode abgeleitet. Das von Störspannungsspitzen befreite Bildsignal gelangt nun über die RC-Kette R_{401}, C_{402} sowie über die RC-Kombination R_{404} und C_{403} an das Steuergitter des ersten Röhrensystems, das die Abtrennung der Synchronisierimpulse vom Bildinhalt vornimmt. Auf Grund des Audioneffektes und des damit auftretenden Gitterstromes stellt sich an R_{403} eine so hohe negative Gittervorspannung ein, daß nur die über den Bildinhalt hinausragenden Synchronisierimpulse die Röhre öffnen.

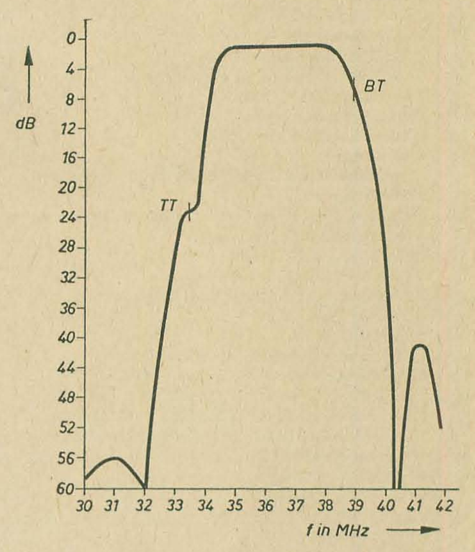


Bild 4: Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers

Um einwandfreie Synchronisierzeichen zu erhalten, werden die gewonnenen Synchronisierimpulse einem weiteren Begrenzer zugeführt. Dazu dient das zweite System der ECC 82. Das Steuergitter des zweiten Systems erhält eine geringe positive Vorspannung über den Anodenwiderstand R_{409}, so daß an R_{411} durch den Gitterstrom eine negative Vorspannung von -2 V entsteht.

Dabei tritt eine weitere Begrenzung der Impulse ein, so daß an der Anode der Begrenzerröhre einwandfreie, sehr flankensteile Impulse zur Verfügung stehen. Die Synchronisierimpulse werden an der Anode abgenommen und den einzelnen Kippgeneratoren zugeführt.

Vertikalgenerator und Endstufe

Von der Anode des zweiten Röhrensystems der ECC 82 ($Rö_{401}$) gelangen die Bildsynchronisierimpulse über eine Inte-

Technische Daten

Netzspannung: 220 V ~
Leistungsaufnahme: 135 VA
Antennenanschluß: 240-Ω-Bandkabel
Empfangsbereich:
10 Fernsehkanäle und 2 Reservekanäle
Synchronisation:
für Bild: Integration, direkt
für Zeile: Impulsphasenvergleich mit Schwungradstabilisation
Zwischenfrequenz:
für Bild: 38,9 MHz
für Ton: 33,4 MHz
Ton-DF: 5,5 MHz
ZF-Gleichrichter:
für Bild: Germaniumdiode
für Ton: Duodiode als Ratiodetektor
Empfindlichkeit: ≦ 100 μV
Tonausgangsleistung:
1,5 W bei Klirrfaktor ≦ 6%
Lautsprecher:
permanentdynamischer Breitbandlautsprecher
Kontrastregler:
stetiger Regler mit automatischer Verstärkungsregelung kombiniert
Bildgröße: 360 × 270 mm
Zeilenzahl: 625 CCIR-Norm
Zeilenrücklaufaustastung: vorhanden
Hochspannung: 13 kV ± 10%
Ablenkwinkel:
70° permanentmagnetisch fokussiert
Röhrenbestückung:
PCC 84, PCF 82, 4 × EF 80, PCL 84, PABC 80, PL 95, 2 × ECC 82, PCL 82, PL 81, PY 81, DY 86, Bildröhre B 43 M 1, 1 Selengleichrichter, 3 Germaniumdioden
Gewicht: etwa 28 kp

grierkette R_{412}, C_{409} sowie R_{413}, C_{410} an das Steuergitter des Triodensystems der PCL 82 ($Rö_{501}$). Der Bildgenerator arbeitet in der bekannten Sperrschwingerschaltung. Der Sperrschwingertrafo ist gegen Ausstrahlungen der Zeilenkippstufe durch eine statische Abschirmung aus Aluminiumfolie geschützt. Damit ist ein stabiler Zwischenzeilenstand gewährleistet. Die zur Steuerung der Bildendstufe nötige Sägezahnspannung kann in ihrer Amplitude durch P_{506} verändert werden, wodurch die Einstellung der Bildhöhe möglich wird. Die Sägezahnspannung gelangt über C_{503} an das Steuergitter der Endstufe (L-System der PCL 82) und wird dort entsprechend verstärkt. Die Anpassung des niederohmigen Ablenksystems an die Ausgangsimpedanz der Röhre geschieht durch den Bildausgangsübertrager Tr_{502}. Die geringe Induktivität der Bildablenkspulen und die nicht im normalen Rahmen ausführbare Primärinduktivität des Bildausgangsübertragers führen zu Geometrieverzerrungen des Bildes. Dieser Bildfehler wird durch eine Gegenkopplung behoben, wobei die Steuersägezahnspannung parabelförmig verformt wird und der notwendige lineare Stromanstieg in den Bildablenkspulen entsteht. Der Gegenkopplungszweig liegt zwischen der Anode und dem Steuergitter, wobei die Einstellung der Bildlinearität mit den Regelwiderständen P_{507} und P_{512} vorgenommen wird. Von der Sekundärwicklung des Bildausgangsübertragers werden die dort stehenden negativen Rücklaufspitzen über R_{516} und C_{620} abgenommen und zur Bildrücklaufdunkeltastung dem Wehneltzylinder der Bildröhre zugeführt. Die Anodenspannung des Bildgenerators wird aus einer gesonderten Plusschiene entnommen, um bei einer evtl. Bildamplitudenänderung eine Frequenzänderung des Bildgenerators zu verhindern.

Zeilengenerator und Zeilenendstufe

Die Zeilengeneratorstufe ist mit der ECC 82 ($Rö_{601}$) bestückt und arbeitet in Koinzidenzschaltung. Die durch R_{415} und C_{602} differenzierten Zeilensynchronisationsimpulse gelangen an das erste System der ECC 82 ($Rö_{601}$). Über R_{603} gelangt eine kleine Impulsspannung des Zeilengenerators ebenfalls an das Steuergitter des ersten Systems. Je nach Phasenlage der beiden Impulse zueinander — und damit ihrer Steuerwirkung — entsteht an der Katode eine Regelspannung, die über ein Netzwerk von Widerständen und Kondensatoren dem Steuergitter des Zeilengenerators als Regelspannung zugeführt wird (Bild 5). Ändert sich die Frequenz der im Generator erzeugten Sägezahnspannung, so ändert sich auch die Summenspannung am Steuergitter der Phasenvergleichsröhre. Damit ändert sich auch die Regelspannung der Röhre und verändert die Steuerspannung des Zeilengenerators, so daß sich eine automatische Frequenzregelung ergibt. Zur Stabilisierung der einmal eingestellten Frequenz dient ein in die Katode des Zeilengenerators eingefügter Schwungradkreis. Zur Synchronisierung der Zeilenfrequenz dienen zwei Potentiometer, die einmal direkt die Vorspannung des Generators (Zeilenfrequenz grob), zum anderen die Anodenspannung der Phasenvergleichsröhre (Zeilenfrequenz fein) ändern können.

Die Zeilenendstufe ist mit den Röhren PL 81, PY 81 und der auswechselbaren Hochspannungsgleichrichterröhre DY 86 bestückt und weist keine Besonderheiten auf. Die Zeilenamplitude und Zeilenlinearität ist durch den Zeilentrafo parallelgeschalteten Induktivitäten einstellbar. Die Dunkeltastung des Zeilenrücklaufes erfolgt durch eine negative Impulsspannung, die einer Hilfswicklung des Zeilen-

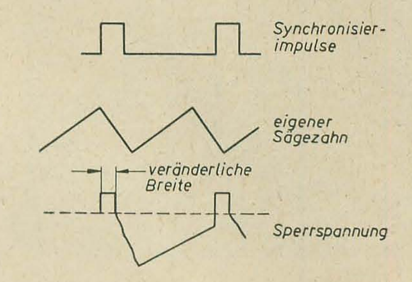


Bild 5: Spannungsverläufe im Zeilengenerator

trafos entnommen wird und nach Glättung durch eine Germaniumdiode D_{601} über C_{620} dem Wehneltzylinder der Bildröhre zugeführt wird.

Netzteil

Der Netzteil weist keine Besonderheiten auf. Er ist nur für 220 V Wechselspannung ausgelegt. Zwei Störschutz-HF-Drosseln verhindern in Verbindung mit C_1 das Eindringen von Störungen aus dem Netz und umgekehrt, das Eindringen von Ausstrahlungen der Zeilenkippstufe in das Netz. Die Anodenspannungen für den Kanalwähler, die Bild-ZF-Stufen, NF-Vorverstärker und Vertikalgeneratoren werden getrennten Schienen entnommen und sind nochmals gesiebt. Der Heizkreis ist durch Kondensatoren und HF-Drosseln gesiebt und entkoppelt. Ein Heißleiter begrenzt den Einschaltstromstoß der mit 300 mA geheizten Röhren.

Literatur

RAFENA-Information Nr. 12

Wir lernten kennen: RAFENA „Patriot"

Wie bereits erwähnt, ähnelt der „Patriot" dem bekannten TV-Empfänger „Derby". Besonders zu erwähnen sind die Bandfilterzwischenfrequenz, mit der eine große Trennschärfe bzw. eine gute Nachbarkanalselektion erzielt wird sowie die Störbegrenzerschaltung vor dem Amplitudensieb. Der sonst übliche Netztransformator konnte entfallen, da die Röhrenheizungen in Reihe geschaltet wurden. In diesem Zusammenhang entsteht die Frage, ob sich daraus nicht ein Allstromempfänger entwickeln ließe.

Vorteilhaft ist die getastete Regelung, die den Bildkontrast auf einen bestimmten Wert konstant halten soll. Wenn hier auch zusätzlich senderseitig mehr getan würde, so könnte man bald von einer echten Kontrastregelung sprechen.

Während der Erprobung des TV-Empfängers sorgte die gut „ausgewogene" Synchronisationsschaltung dafür, daß Zeile und Bild immer „stehen" blieben. Allerdings mußte etliche Zeit nach dem Einstellen des Gerätes eine Feinabstimmung vorgenommen werden, da sich die einmal eingestellte Bildauflösung — trotz des Intercarrierverfahrens — etwas verzog. Danach veränderte sich die Bildauflösung nicht mehr, sie lag bei etwa 4,5 MHz. Die Tonqualität des Breitbandovallautsprechers war gut.

Die relativ großen Gehäuseabmessungen sind natürlich durch die 43-cm-Bildröhre mit 70° Ablenkwinkel bedingt. Zu begrüßen ist der große Bodenausschnitt, da das Chassis für durchzuführende Reparaturen freiliegt.

Die Idee zum Bau des „Patriot" — wie es in den RAFENA-Informationen heißt — gab unser Stellvertretender Ministerpräsident Walter Ulbricht, um ein preiswertes, aber leistungsfähiges Fernsehgerät für die Bevölkerung herzustellen. An dieser Stelle muß betont werden, daß es sich zwar um ein leistungsfähiges Gerät handelt, der Endverbraucherpreis von 1580 DM in bezug auf ein preiswertes Gerät jedoch zu hoch ist. Man kann hier also nicht von einem Massen-TV-Empfänger sprechen.

Abschließend ist zu sagen, daß der „Patriot" ein erprobtes Gerät ist, das jedoch keine prinzipielle Neuentwicklung darstellt, und den Anforderungen der Fernsehteilnehmer gerecht wird. *Belter*

Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH **4**

OC 811 *Fortsetzung von Heft 10 (1960)*

Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{21e}	= 28 (20 ··· 100)	
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22e}	= 38 (15 ··· 100)	µS
maximale Leistungsverstärkung	$G_{pmax\,e}$	= 36 (30 ··· 45)	dB

Die Transistoren werden nach Stromverstärkungswerten h_{21e} gruppiert und mit Farbpunkten gekennzeichnet (Bild links).

Grenzwerte

Emitterstrom	Effektivwert	I_{Eeff}	= 10 mA
	Spitzenwert	I_{Emax}	= 15 mA
Kollektorstrom	Effektivwert	$-I_{Ceff}$	= 10 mA
	Spitzenwert	$-I_{Cmax}$	= 15 mA
Kollektorspannung	Effektivwert	$-U_{CBeff}$	= 15 V
	Spitzenwert	$-U_{CBmax}$	= 25 V
	Effektivwert	$-U_{CEeff}$	= 10 V
	Spitzenwert	$-U_{CEmax}$	= 20 V

Kollektorverlustleistung $P_{Cmax} = 25$ mW

Wärmewiderstand bei ruhender Luft $k = 1{,}2\,\frac{°C}{mW}$

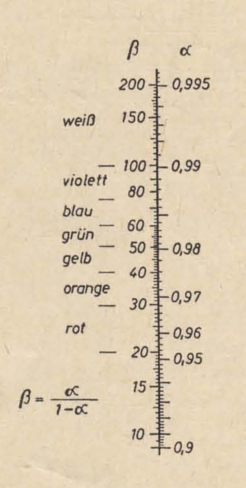
Sperrschichttemperatur $T_{jmax} = 65$ °C

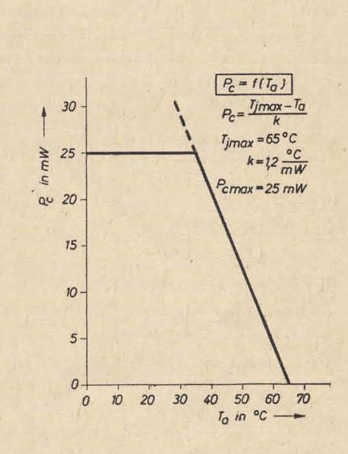
Umgebungstemperatur $T_{amax} = 45$ °C

Bei Umgebungstemperaturen über + 35 °C ist die Verlustleistung entsprechend dem Diagramm $P_C = f(T_a)$ zu reduzieren (Bild rechts).

Bild links: Farbkennzeichnung und Gegenüberstellung der Stromverstärkungsfaktoren in Emitter- und Basisschaltung

Bild rechts: Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur

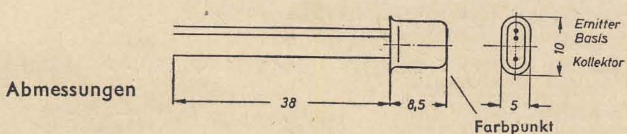




OC 812 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.



Verwendung

Rauscharmer Transistor für NF-Vorstufenverstärker.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25$ °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom $(-U_{CB} = 5\,V;\ I_E = 0)$ $-I_{CBO} \leqq 20\,\mu A$

$(-U_{CE} = 5\,V;\ I_B = 0)$ $-I_{CEO} \leqq 350\,\mu A$

Dynamische Meßwerte Meßfrequenz f = 1 kHz

Grenzfrequenz $f_\alpha \geqq 300$ kHz

Rauschfaktor $F \leqq 10$ dB

Der Rauschfaktor ist für einen Arbeitspunkt $-U_{CB} = 1$ V; $-I_C = 0{,}2$ mA; f = 1 kHz, $\Delta f = 600$ Hz und $R_g = 500\,\Omega$ angegeben.

Emitterschaltung (Arbeitspunkt $-U_{CE} = 5$ V; $-I_C = 1$ mA)

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11e}	= 1,6 (1 ··· 3) kΩ
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12e}	= 8,4 (5 ··· 30) · 10^{-4}
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{21e}	= 41 (20 ··· 100)
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22e}	= 36 (15 ··· 100) µS
maximale Leistungsverstärkung	$G_{pmax\,e}$	= 36 (30 ··· 45) dB

Farbpunktgruppierung wie bei OC 811 (s. oben).

Mittelwerte der h-Parameter an dem Arbeitspunkt, für den der Rauschfaktor angegeben wird

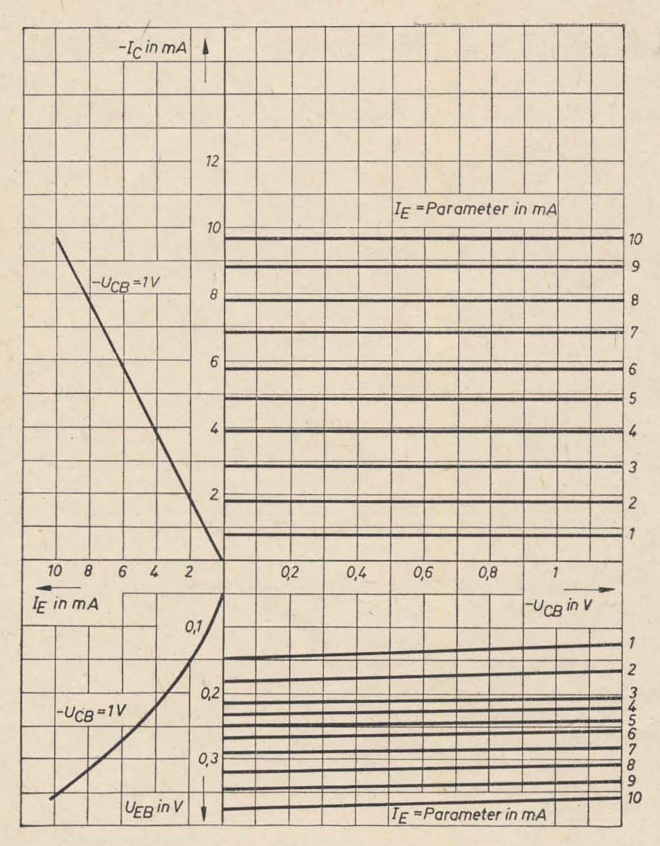
Emitterschaltung (OE) Arbeitspunkt $-U_{CE} = 1$ V; $-I_C = 0{,}2$ mA

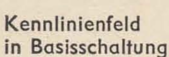
Basisschaltung (OB) Arbeitspunkt $-U_{CB} = 1$ V; $-I_C = 0{,}2$ mA

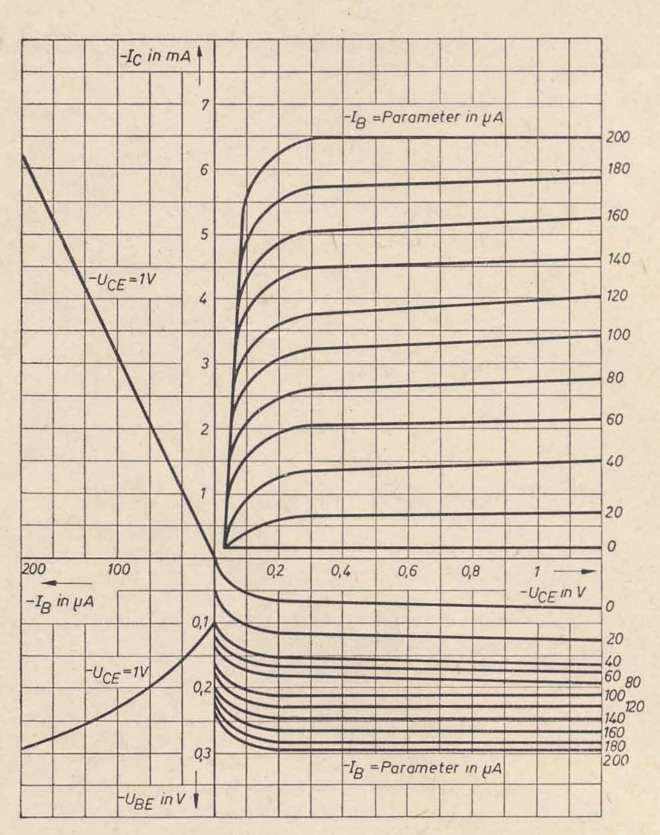
OE		OB	
h_{11e}	= 4,9 kΩ	h_{11b}	= 0,15 kΩ
h_{12e}	= 20 · 10^{-4}	h_{12b}	= 10 · 10^{-4}
h_{21e}	= 32	$-h_{21b}$	= 0,97
h_{22e}	= 20 µS	h_{22b}	= 0,6 µS

Grenzwerte

Emitterstrom	Effektivwert	I_{Eeff}	= 5 mA
Kollektorstrom	Effektivwert	$-I_{Ceff}$	= 5 mA




Kennlinienfeld
in Basisschaltung

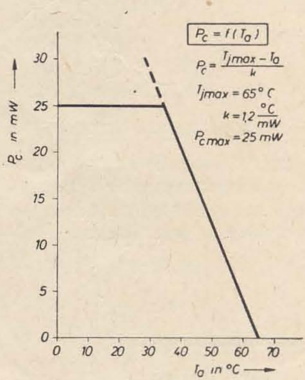


Kennlinienfeld
in Emitterschaltung

Kollektorspannung	Effektivwert $-U_{CBeff}$ =	6 V
	Effektivwert $-U_{CEeff}$ =	6 V
Kollektorverlustleistung	P_{Cmax} =	25 mW
Wärmewiderstand bei ruhender Luft	k =	$1{,}2 \frac{°C}{mW}$
Sperrschichttemperatur	T_{jmax} =	65 °C
Umgebungstemperatur	T_{amax} =	45 °C

Bei Umgebungstemperaturen über + 35 °C ist die Verlustleistung entsprechend dem Diagramm $P_C = f(T_a)$ zu reduzieren.

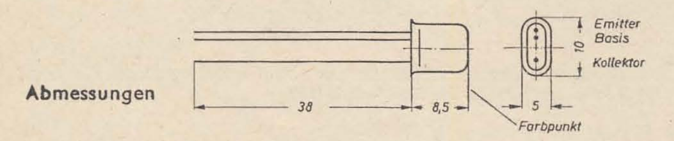
Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur ▶



OC 813 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig.



Verwendung

NF-Vorstufenverstärker mit höheren Anforderungen an die Grenzfrequenz. Oszillator- und Multivibratorschaltungen.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur T_a = 25 °C angegeben.

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom ($-U_{CB}$ = 5 V; I_E = 0) $-I_{CBO} \leq 20\ \mu A$
($-U_{CE}$ = 5 V; I_B = 0) $-I_{CEO} \leq 350\ \mu A$

Dynamische Meßwerte Meßfrequenz f = 1 kHz

Basisschaltung (Arbeitspunkt $-U_{CB}$ = 5 V; $-I_C$ = 1 mA)

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11b}	= 45 (20 ··· 90) Ω	
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12b}	= 11,2 (5 ··· 30) · 10^{-4}	
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	$-h_{21b}$	= 0,96 (0,95 ··· 0,99)	
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22b}	= 1,3 (0,5 ··· 4)	µS
Grenzfrequenz	f_α	≧ 1 MHz	
maximale Leistungsverstärkung	$G_{pmax\,b}$	= 27	dB
Rauschfaktor	F	≦ 25	dB

Der Rauschfaktor ist für einen Arbeitspunkt $-U_{CB}$ = 1 V; $-I_C$ = 0,2 mA; f = 1 kHz; Δf = 600 Hz und R_g = 500 Ω angegeben.

Emitterschaltung (Arbeitspunkt $-U_{CE}$ = 5 V; $-I_C$ = 1 mA)

Eingangswiderstand (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{11e}	= 1,3 (0,8 ··· 3) kΩ	
Spannungsrückwirkung (Eingang offen)	h_{12e}	= 9,8 (5 ··· 30) · 10^{-4}	
Stromverstärkungsfaktor (Ausgang kurzgeschlossen)	h_{21e}	= 28 (20 ··· 100)	
Ausgangsleitwert (Eingang offen)	h_{22e}	= 38 (15 ··· 100)	µS
maximale Leistungsverstärkung	$G_{pmax\,e}$	= 36 (30 ··· 45)	dB

Farbgruppierung wie bei OC 811 Seite 339.

Wird fortgesetzt

Interessante Transistorempfänger von Loewe Opta

Der nachfolgende Beitrag zeigt einige interessante volltransistorisierte Empfänger. Diese sind mit den neuesten HF-Transistoren bestückt, die eine höhere und damit auch gleichmäßigere Verstärkung garantieren. Es handelt sich u. a. um die diffusionslegierten Germaniumflächentransistoren OC 169, OC 170 und OC 171 mit sehr hoher Grenzfrequenz. Alle Geräte arbeiten mit 9 V Batteriespannung. Die erzielbare Endleistung der Empfänger beträgt 0,7 bzw. 1 W.

Taschenempfänger Dandy 5900

Im Hochfrequenzteil findet der Diffusionstransistor OC 169 mit höherer Stromverstärkung, höherem Eingangswiderstand und geringerer Rückwirkungskapazität Verwendung. Die Bilder 1 und 2 zeigen die Ansicht sowie das Schaltbild des Empfängers.

Der Eingangskreis ist an die Basis des Mischtransistors induktiv und kapazitiv angekoppelt, so daß sich eine gleichmäßigere Antennenspannungsübersetzung ergibt. An der Basis ist außerdem eine Buchse für eine zusätzliche Wurfantenne vorgesehen, in ungünstigen Empfangsgegenden ermöglicht diese Antenne den Empfang schwacher Sender.

Der Oszillator arbeitet in Basisschaltung. Die Rückkopplung erfolgt vom Kollektor über eine Anzapfung des Oszillatorkreises. Die untere Anzapfung der Oszillatorspule dient zur Anpassung an den niederohmigen Emitter. Der Parallelwiderstand R_{17} zum Oszillatorkreis hält die Schwingamplitude über dem Bereich konstant.

Die beiden ZF-Verstärkerstufen arbeiten in Basisschaltung und benötigen daher keine Kondensatoren und Widerstände zur Neutralisation, d. h., es konnten sowohl diese Schaltelemente als auch zusätzliche Wicklungen bzw. Abgriffe an den Spulen eingespart werden. Der ZF-Kreis mit der Spule L_7 hat als Kapazität die Reihenschaltung von C_{12} und der niederohmigen Eingangsimpedanz des darauffolgenden Transistors. Dadurch erfolgt gleichzeitig die richtige Anpassung an diesen. Auf den zweiten ZF-Transistor folgt direkt der Diodenkreis zur Gleichrichtung der ZF. Diese Diode liefert neben der NF gleichzeitig eine Regelspannung über R_9 an die Basis des ersten ZF-Transistors.

Auf den Lautstärkeregler R_{10} folgt die Treiberstufe, bei der nur der Spannungsteiler im Emitterkreis, bestehend aus R_{14} und R_{15}, bemerkenswert ist. Dieser Spannungsteiler liefert die Basisspannung für die Gegentaktendstufe, so daß sich der sonst übliche Spannungsteiler an der Endstufe, der einen zusätzlichen Stromverbrauch bedingt, erübrigt. Der gemeinsame Emitterwiderstand R_{16} der Gegentaktendstufe ist so bemessen, daß er eine ausreichende Temperaturstabilisierung gewährleistet. Auf Grund der geschilderten Maßnahmen beträgt der gesamte Ruhestrom des Dandy bei 9 V Batteriespannung nur 3,5 ··· 4,5 mA, so daß sich je nach Lautstärke 40 ··· 80 Betriebsstunden ergeben. Dabei kann das Gerät bis zu einem Absinken der Batteriespannung auf 4,5 V betrieben werden.

Technische Daten

Typenbezeichnung: Dandy 5900
Stromart: Batterie 9 V
Bestückung: 3 × OC 169, OC 71, 2 × OC 72, OA 90
Zahl der Kreise: 6 AM, davon 2 kapazitiv abstimmbar
Frequenzbereich: MW = 513 ··· 1650 kHz
Zwischenfrequenz: 4 Kreise, 460 kHz
Antenne: Ferritantenne für M, fest
Schwundregelung: auf 1 Transistor wirksam
Anschlüsse: Außenlautsprecher/Außenantenne
Gegentaktendstufe: Nennleistung 200 mW
Lautsprecher: perm. dyn. 6 cm ∅
Betriebsstunden je nach Lautstärke: 40 ··· 80 Stunden
Gehäuseabmessungen in mm: 72 × 114 × 32
Gewicht einschließlich Batterien: 320 p

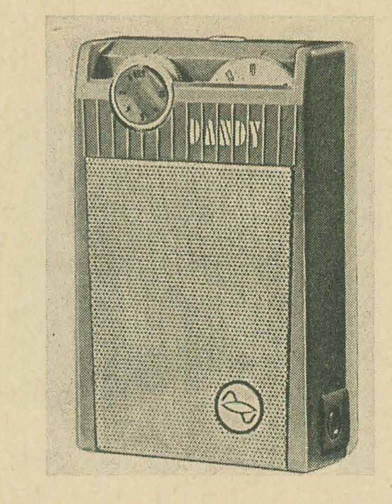


Bild 1: Taschenempfänger Dandy, Typ 5900

Kofferempfänger Lord 5930

Bild 3 zeigt die Ansicht und Bild 4 das Schaltbild des Empfängers.

Im Hochfrequenzteil wird der neue HF-Transistor AF 101, der eine höhere und dabei auch gleichmäßigere Verstärkung garantiert, verwendet.

Am Eingangskreis ist zusätzlich zu der eingebauten Ferritantenne der Anschluß einer Autoantenne bzw. einer Wurf- oder Außenantenne vorgesehen. Zum Ausgleich einer evtl. Verstimmung wird bei Nichtbenutzung der Antenne durch einen Schaltkontakt der Kopplungskondensator C_3 an Masse geschaltet.

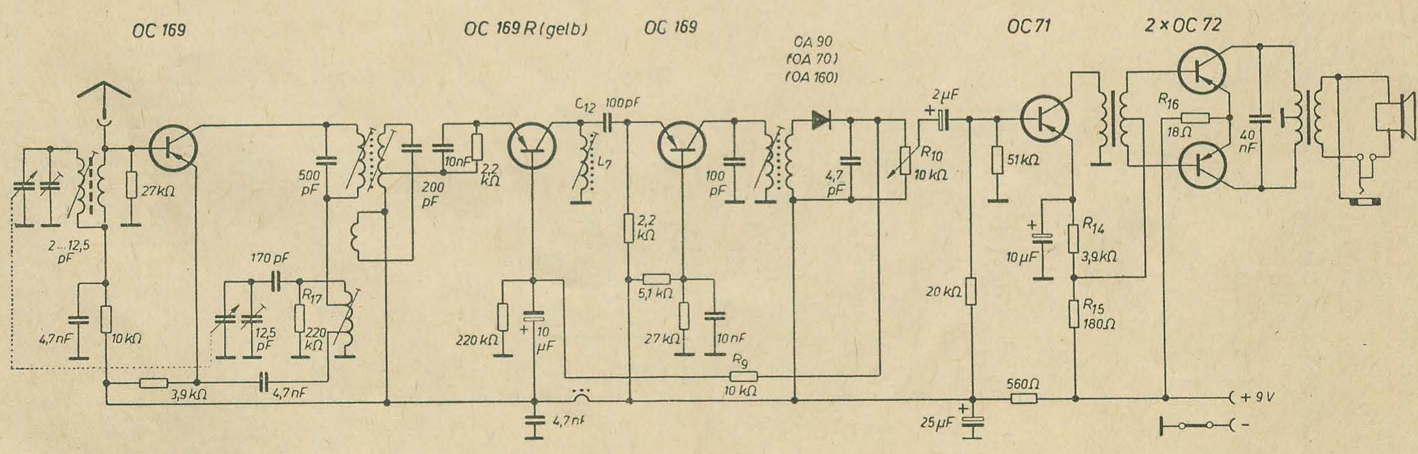


Bild 2: Schaltbild des Dandy

Der Mischtransistor arbeitet auf der Oszillatorseite in Basisschaltung. Die Rückkopplung vom Kollektor und die Anpassung an den niederohmigen Emitter erfolgen über entsprechende Koppelspulen L_7 und L_6. Der erste Zwischenfrequenzkreis wird für eine zusätzliche Schwundregelung über die Diode D_1 bedämpft. Von den beiden ZF-Verstärkerstufen arbeitet die erste in Emitterschaltung und ist über den Kondensator C_{19} auf die übliche Art neutralisiert. Durch Verwendung des Transistors AF 101 mit verringerter Rückwirkungskapazität ist die Neutralisation nicht mehr kritisch. Die zweite ZF-Verstärkerstufe ist in Basisschaltung ausgeführt und benötigt daher keine Neutralisation. In dieser Stufe wurde die Basisschaltung vorgezogen, da sich bei der hier gegebenen stärkeren Aussteuerung die Änderungen der dynamischen Kapazitäten, insbesondere der Rückwirkungskapazitäten nicht mehr auswirken.

Die letzte ZF-Verstärkerstufe wird zusätzlich in Kollektorschaltung als Impedanzwandler für die NF benutzt. Der Belastungswiderstand der Diode zur Gleichrichtung liegt in der Basisleitung des Transistors und ist hier mit 15 kΩ hochohmiger als sonst bemessen worden.

Technische Daten

Typenbezeichnung: Lord 5930
Stromart: Batterie 9 V
Bestückung:
3×AF101 (OC169), OC602 (OC71), 2×OC604 spez. (OC 74), 2×OA 150 (OA 91), FD 5 (GVO)
Zahl der Kreise:
7, davon 2 kapazitiv abstimmbar
Frequenzbereiche:
MW = 513 ··· 1650 kHz,
LW = 145 ··· 350 kHz
Zwischenfrequenz: 5 Kreise, 460 kHz
Antenne: Ferritantenne für M, L, fest
Schwundregelung:
auf 2 Transistoren wirksam
Anschlüsse: Außenantenne
Gegentaktendstufe: Nennleistung 700 mW
Lautsprecher:
perm. dyn. 10 cm ∅, 10500 Gauss
Betriebsstunden je nach Lautstärke:
150 ··· 250 Stunden
Gehäuseabmessungen in mm: 260×180×75
Gewicht einschließlich Batterien: 1,8 kp

Sowohl die Niederfrequenz- als auch die Regelspannung wird jetzt vom Emitter, und zwar an dessen etwa am den Faktor 10 niedrigeren Innenwiderstand abgenommen. Durch diese Schaltung wird es möglich, auch Treiberstufen höherer Leistung direkt ohne eine weitere Niederfrequenzstufe auszusteuern.

Eine Verstärkungsregelung erfolgt sowohl in der ersten als auch in der zweiten ZF-Verstärkerstufe, und zwar so, daß in der ersten Stufe mit zunehmender Regelspannung der Kollektorstrom abnimmt, während dieser in der zweiten Stufe zunimmt. Darüber hinaus wird, wie schon erwähnt, über die Diode D_1 eine Übersteuerung bei sehr starken Nahsendern vermieden.

Die Gegentaktendstufe wird durch den niederohmigen Germaniumflächengleichrichter D_3 sowohl hinsichtlich der abfallenden Batteriespannung als auch der Temperatur stabilisiert. Die benutzte Diode ist so niederohmig, daß bei einem durchfließenden Strom von etwa 5 mA an ihr nur eine Spannung von etwa 0,25 V liegt, was einem Widerstand von 50 Ω entspricht. Diese verwendete Stabilisierungsschaltung benötigt keinen temperaturabhängigen Widerstand. Als wesentlichen Vorteil ergibt diese Schaltung durch Wegfall des sonst üblichen Spannungsteilers eine Stromersparnis von etwa 5 mA. Außerdem ist die Endstufe dadurch sowohl gegen zu niedrige als auch zu hohe Batteriespannungen weitgehend unempfindlich geworden. Z. B. zeigen sich auch bei einer verbrauchten Batterie — bis herunter zu 4,5 V — noch keine hörbaren Verzerrungen. Durch das parallel zum Stabilisierungsgleichrichter D_3 liegende Potentiometer R_{27} von 100 Ω läßt sich der Arbeitspunkt der beiden Endtransistoren einstellen.

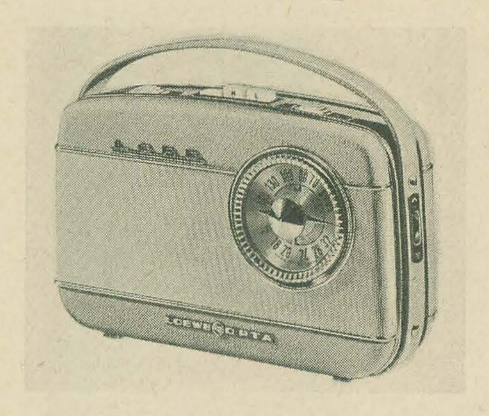


Bild 3: Reiseempfänger Lord, Typ 5930

UKW-Kofferempfänger Lissy 5940

Der UKW-Teil enthält zwei Transistoren, einen zur HF-Vorverstärkung und gleichzeitigen ZF-Verstärkung, d. h. also in Reflexschaltung, und einen Transistor für die selbstschwingende Mischstufe. Beide Transistoren arbeiten in Basisschaltung. Der Antenneneingang ist mit 60 Ω an die eingebaute Teleskopantenne angepaßt. Diese Antenne liegt über der Drossel Dr_1 gleichzeitig am Eingang des AM-Teiles, wobei der Kondensator C_2 als Trennkondensator für die AM dient. Neben der eingebauten Teleskopantenne kann auch eine normale Autoantenne an die dafür vorgesehene Buchse angeschlossen werden. Der UKW-Eingangskreis besitzt eine so dimensionierte π-Schaltung, daß die erforderliche Anpassung an den Eingangswiderstand des Transistors hergestellt wird. Die Bilder 5 und 6 vermitteln die Ansicht sowie das Schaltbild des Empfängers.

Wie schon erwähnt, wird die Vorstufe



Bild 5: UKW-Reiseempfänger Lissy, Typ 5940

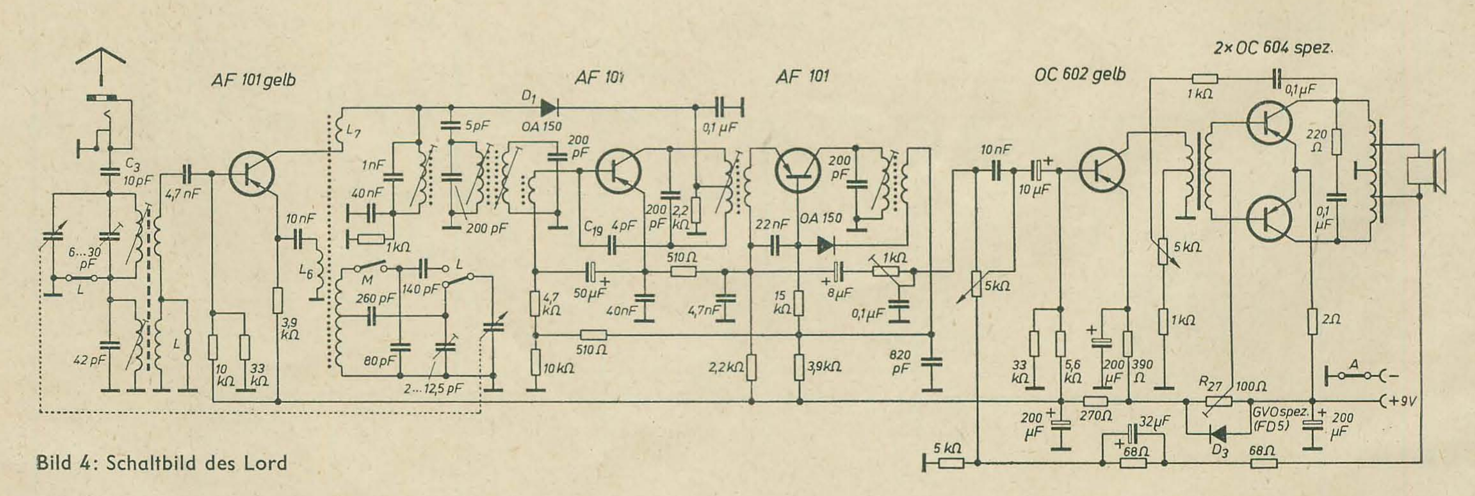


Bild 4: Schaltbild des Lord

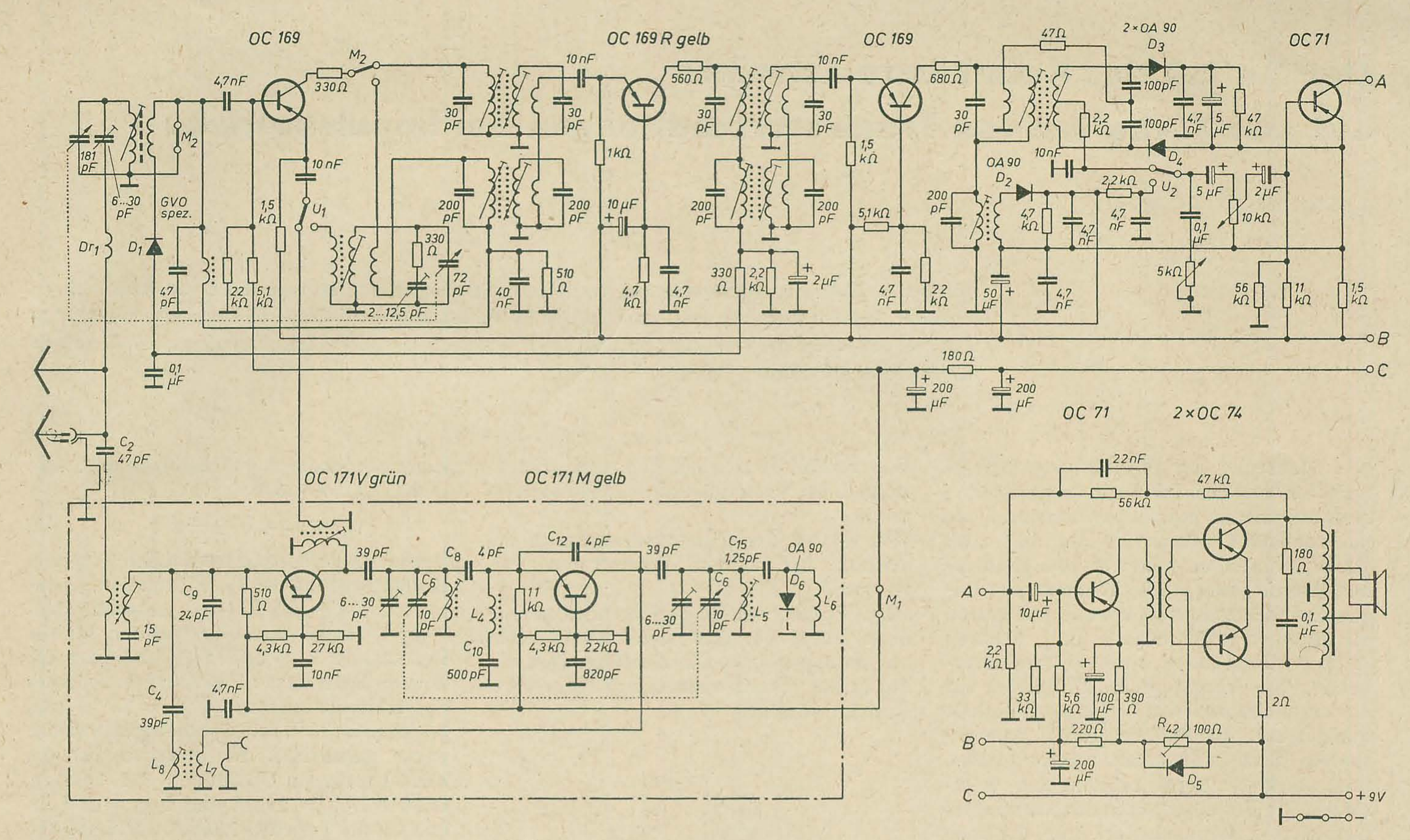


Bild 6: Schaltbild des Lissy

gleichzeitig auch zur ZF-Verstärkung ausgenützt. Hinter der Mischstufe wird die ZF über das Bandfilter L_7, L_8 und die als Spannungsteiler wirkenden Kondensatoren C_4 sowie C_2 und C_9, die für die ZF als parallelgeschaltet anzusehen sind, dem Emitter des ersten Transistors zugeführt. Für den ZF-Abgleich ist bei L_7 eine Ankopplungswicklung vorgesehen.

Der UKW-Zwischenkreis ist an den Mischtransistor über den Kondensator C_8 angekoppelt. Am Kollektor des Mischtransistors liegt der Oszillatorkreis mit L_5 und dem Drehkondensator C_6. Die Rückkopplung erfolgt für diesen mit der notwendigen Phasendrehung über C_{12} und L_4. Der Kondensator C_{10}, der mit der genannten Drossel L_4 in Reihe geschaltet ist, ergibt für die ZF eine erwünschte Entdämpfung.

In einer neuartigen Schaltung liegt weiterhin am Oszillatorschwingkreis L_5 und C_6 die über C_{15} angekoppelte Diode D_6 zur Frequenzstabilisierung bei Änderungen der Batteriespannung, die sowohl durch die Aussteuerung der Endstufe als auch nach längerer Betriebsdauer auftreten können. Bei Änderungen der Oszillatorschwingungsamplitude ändert sich der durch die positiven Halbwellen in der Diode D_6 bewirkte Stromfluß und damit auch deren dynamischer Widerstand. Die Diodenströme fließen dabei über die Drossel L_6 ab, ohne daß hier ein Spannungsabfall entsteht. Die Widerstandsänderung von D_6 ergibt über die Koppelkapazität von C_{15}, beispielsweise bei einer Abnahme der Oszillatorspannung, eine Verkleinerung der gesamten Kreiskapazität. Hierdurch wird bei der gewählten Dimensionierung die Zunahme der Kollektorbasiskapazität bei abnehmender Batteriespannung ausgeglichen.

Die Zwischenfrequenz von 10,7 MHz wird hinter dem UKW-Teil in drei weiteren in Basisschaltung arbeitenden Transistoren verstärkt. Bei Umschaltung auf den Mittelwellenbereich arbeitet der erste dieser drei Transistoren als selbstschwingende Mischstufe in Emitterschaltung für die Eingangsfrequenz, während die beiden anderen Transistoren ebenfalls in Basisschaltung die Zwischenfrequenz von 460 kHz verstärken. Die Umschaltung von UKW auf Mittelwelle ist bei der gewählten Schaltung äußerst einfach, insgesamt werden nur fünf Kontakte betätigt. Die Verwendung der Basisschaltung im ZF-Teil erspart eine besondere Neutralisation und ergibt andererseits eine nur geringe Änderung der dynamischen Kollektorkapazität.

Die FM-Gleichrichtung erfolgt auf die übliche Art mittels Ratiodetektors mit den beiden Dioden D_3 und D_4. Zur AM-Gleichrichtung dient die Diode D_2, die gleichzeitig die Schwundregelung an der Basis des zweiten ZF-Transistors bewirkt. Für sehr hohe Eingangsspannungen ist außerdem eine Regelung über D_1 am Eingang des Mischtransistors vorgesehen.

Der Niederfrequenzteil besitzt eine NF-Vorstufe, eine Treiberstufe und eine 1-W-Gegentaktendstufe. Die Endstufe wird unter Verwendung eines sehr niederohmigen Germaniumflächengleichrichters D_5 sowohl hinsichtlich der Batteriespannung als auch der Temperatur wirksam stabilisiert. Durch diese Stabilisierungsschaltung werden insbesondere die Verzerrungen vermieden, die sonst bei Nachlassen der Batteriespannung auftreten und die sich selbst bei Einstellung eines höheren Ruhestromes immer noch unangenehm bemerkbar machen. Durch die gewählte Einstellung des Arbeitspunktes von 5 mA, die durch den Widerstand R_{42} vorzunehmen ist, ergibt sich daher eine merkbare Stromersparnis. Insgesamt verbraucht der Koffer Lissy bei UKW-Betrieb nur etwa 15 mA.

Technische Daten

Typenbezeichnung: Lissy 5940

Stromart: Batterie 9 V

Bestückung:
2×OC 171, 3×OC 169, 2×OC 71, 2×OC 74, 3×OA 90, 2×FD 5 (GVO)

Zahl der Kreise:
7 AM, davon 2 kapazitiv abstimmbar
12 FM, davon 2 kapazitiv abstimmbar

Frequenzbereiche:
UKW = 87 ··· 100 MHz
MW = 513 ··· 1650 kHz

Zwischenfrequenz:
AM-ZF 5 Kreise, 460 kHz
FM-ZF 10 Kreise, 10,7 MHz

Antennen:
Ferritantenne für M, fest, Teleskopantenne

Schwundregelung:
AM auf 2 Transistoren wirksam

Anschlüsse: Autoantenne

Gegentaktendstufe: Nennleistung 1 W

Lautsprecher: perm. dyn. 10 cm ∅, 10500 Gauss

Betriebsdauer je nach Lautstärke:
150 ··· 350 Stunden

Gehäuseabmessungen in mm: 260×180×75

Gewicht einschließlich Batterien: 1,9 kp

Der Einfluß des Kollektorreststromes auf das Verhalten von Transistorschaltungen bei Impulsbetrieb

Dipl.-Ing. KURT GÜNZEL

Viele aus der Elektronik und Impulstechnik her bekannte Schaltungen mit Elektronenröhren, wie Multivibratoren, Begrenzer, Impulsformerstufen usw., arbeiten auch bei Verwendung von Transistoren einwandfrei. Dabei ist zu beachten, daß infolge der Transistoreigenschaften bei Impulsbetrieb andere Dimensionierungsrichtlinien als bei Röhrenschaltungen gelten.

Die Steuerung der Transistoren erfolgt nicht leistungslos. Die Belastung der Vorstufe durch den Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe ist ein bis zwei Größenordnungen höher als bei Elektronenröhren. Während in Röhrenschaltungen das Zeitverhalten vorwiegend durch die äußeren Widerstände und Kapazitäten bestimmt wird, sind bei Transistorbetrieb die Vorgänge im Halbleiter für die erreichbare Arbeitsgeschwindigkeit maßgebend. Schließlich führt der gesperrte Transistor einen relativ großen und stark temperaturabhängigen Reststrom. Die Besonderheiten des Transistors bezüglich Leistungsbedarf und Zeitverhalten sind bei hohen Folgefrequenzen und besonderen Anforderungen an Impulsform bzw. Flankensteilheit von Bedeutung. Der Einfluß des Kollektorreststromes dagegen muß bei jeder Dimensionierungsaufgabe berücksichtigt werden, da dieser unter Umständen Stabilität sowie Konstanz des Zeitverhaltens stark beeinflußt. Bild 1 zeigt die Temperaturabhängigkeit der Impulsfolgefrequenz eines transistorbestückten, astabilen Multivibrators. Die Frequenzzunahme infolge der Widerstands- und Kapazitätsänderung der zeitbestimmenden Glieder mit der Temperatur beträgt im untersuchten Intervall höchstens 3%. Gemessen wurde aber eine Erhöhung der Frequenz um 30% bei einer Temperaturzunahme von 20 °C auf 60 °C im speziellen Falle! Verantwortlich dafür ist in erster Linie das Verhalten des Kollektorreststromes.

Bild 1: Temperaturabhängigkeit der Impulsfolgefrequenz eines astabilen Multivibrators

In welcher Größenordnung liegt dieser Reststrom? Wie verhält er sich bei Temperaturänderungen, bei Variation der Schaltungsparameter?

Was ist bei der Dimensionierung zu beachten, um seinen Einfluß zu verringern?

Diese Fragen werden im folgenden behandelt. Dabei beziehen sich, soweit nicht anders angegeben, alle Ausführungen auf die in der Praxis vorwiegend eingesetzte Emitterschaltung.

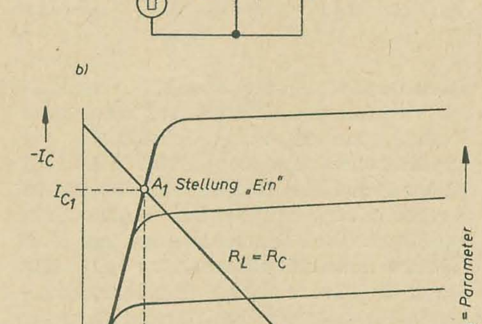


Bild 2: a) Transistor als Schalter, b) Ein- und Aus-Stellung eines als Schalter betriebenen Transistors

Einige Transistorkenngrößen bei Schalterbetrieb

Bild 2 zeigt die Prinzipschaltung und das idealisierte Kennlinienfeld des Transistors als Schalter. Im Gegensatz zum Verstärkerbetrieb interessieren hier nur die beiden Grenzkennlinien O — A_1 (Restspannung) und O — A_2 (Reststrom). Bei der Stellung „Ein", Schnittpunkt des Lastwiderstandes $R_L = R_C$ mit der Restspannungskennlinie, fließt maximaler Strom. Dieser Arbeitspunkt ist stabil, seine Abhängigkeit von Temperatur und Schaltungsparametern gering. In der Stellung „Aus" fließt ein minimaler Kollektorstrom I_{Cr}. Die Spannung U_{CE} über dem Transistor ist nur wenig kleiner als die Betriebsspannung U_B. Der am Lastwiderstand zur Verfügung stehende Spannungssprung ΔU beträgt

$$\Delta U = U_{CE} - U_r. \qquad (1)$$

Der in der Schaltung tatsächlich fließende Kollektorreststrom I_{Cr} ist von den Kennwerten I_{CBO} und I_{CEO} zu unterscheiden. Vom Transistorhersteller werden für die Restströme I_{CBO} und I_{CEO}, definiert für offenen Basis- bzw. Emitterkreis bei einer Sperrschichttemperatur $T_j = 25$ °C und bestimmter Kollektorspannung, Maximalwerte garantiert. So betragen für die Transistortypen OC 810, OC 811, OC 812, OC 813 $I_{CBO} = 20\ \mu A$ und $I_{CEO} = 350\ \mu A$ und für die Typen OC 815, OC 816, OC 820 $I_{CBO} = 20\ \mu A$ bzw. $I_{CEO} = 400\ \mu A$.

I_{Cr} liegt im Bereich zwischen den Strömen I_{CBO} und I_{CEO}. Es gelten folgende Beziehungen:

$$I_{CEO} \geqq I_{Cr} \geqq I_{CBO}, \qquad (2)$$

$$I_{CEO} = I_{C\,(I_B = 0)}, \qquad (3)$$

$$I_{CBO} = I_{C\,(I_E = 0)}, \qquad (4)$$

$$I_{CEO} = \bar{\beta} \cdot I_{CBO}. \qquad (5)$$

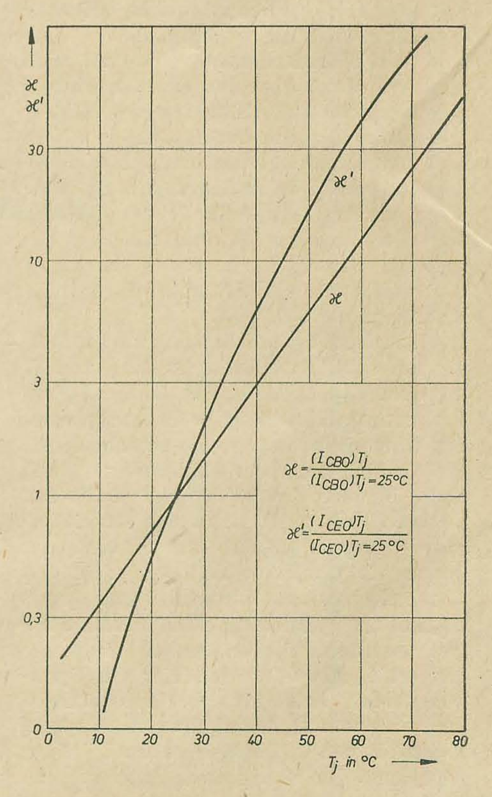


Bild 3: Temperaturabhängigkeit des Kollektorreststromes

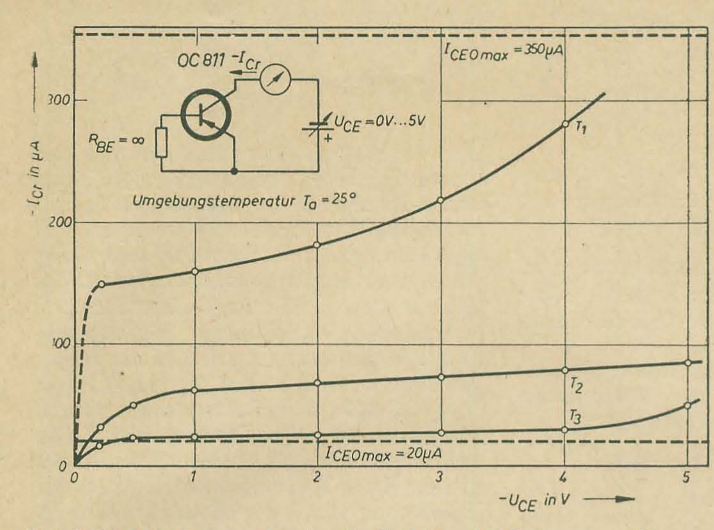


Bild 4: Meßschaltung und — I_{Cr} als Funktion der Spannung — U_{CE}

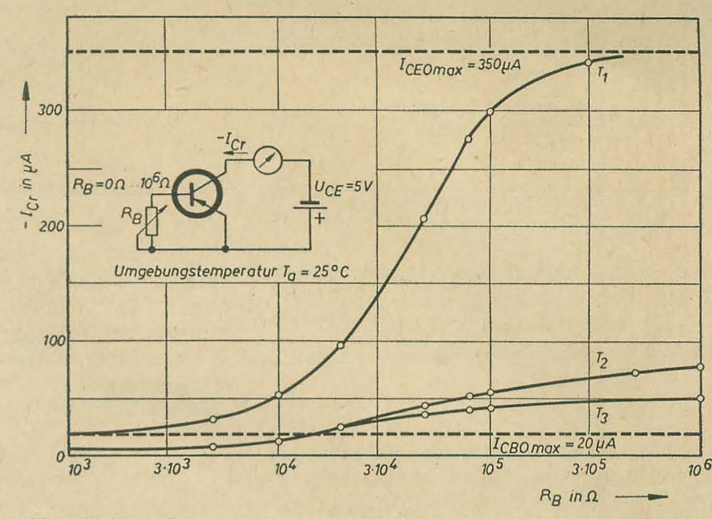


Bild 5: Meßschaltung und — I_{Cr} als Funktion des Basiswiderstandes R_B

Darin bedeuten:

I_{CBO} den Kollektorreststrom in Basisschaltung bei offenem Emitter,

I_{CEO} den Kollektorreststrom in Emitterschaltung bei offener Basis,

$\bar{\beta}$ den Großsignal-Stromverstärkungsfaktor in Emitterschaltung.

Während in Verstärkerschaltungen bei richtiger Arbeitspunktwahl im Bereich zwischen den beiden angeführten Grenzkennlinien (Bild 2) der Reststrom des Transistors ohne Bedeutung ist, bestimmt er in der „Aus"-Stellung der Impulsschaltung die Lage des Arbeitspunktes A_2 und dessen thermische Stabilität. Durch die Verlustleistung $I_{Cr} \cdot U_{CE}$ in „Aus"-Stellung wird der Transistorkristall erwärmt. Die innere Temperaturzunahme hat wiederum eine Erhöhung des Reststromes zur Folge, so daß sich der Transistor thermisch bis zur völligen Zerstörung aufschaukelt, wenn die anliegende Spannung U_{CE} einen Grenzwert $U_{CE\,max}$ überschreitet. Nach [1] gilt:

$$\left| -U_{CE} \right| < \frac{1}{\varkappa \cdot K \cdot |-I_{Cr}|}. \qquad (6)$$

Darin ist

K = 0,07 ··· 0,09 °C ein Maß für die Temperaturabhängigkeit und $\varkappa$ der Wärmewiderstand bei ruhender Luft (Der Grenzwert ist den Herstellerangaben zu entnehmen).

Die Kenntnis des Verhaltens von I_{Cr} ist aus diesen Gründen Voraussetzung für eine optimale Schaltungsdimensionierung.

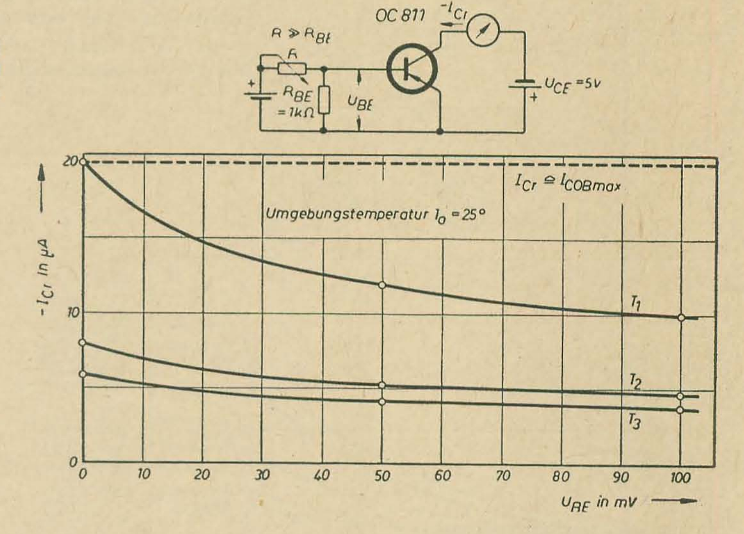
Das Verhalten des Kollektorreststromes I_{Cr}

Infolge der Eigenarten des Leitungsmechanismus im Halbleiter ist der Kollektorreststrom I_{Cr} temperaturabhängig [2]. Nach [1] gilt für den Reststromkennwert I_{CBO} die Beziehung

$$I_{CBO\,(T_j)} = I_{CBO\,(25\,°C)} \cdot e^{K\,(T_j - 25\,°C)} \qquad (7)$$

Die Sperrschichttemperatur T_j entspricht nur bei kleinen Kollektorspannungen der Umgebungstemperatur T_a, da durch die Verlustleistung $I_{Cr} \cdot U_{CE}$ eine Kristalltemperaturerhöhung auftritt. Der Temperatureinfluß nach Gleichung (7) ist enorm.

Bild 6: Meßschaltung und $-I_{Cr}$ als Funktion der Spannung U_{BE} ▶



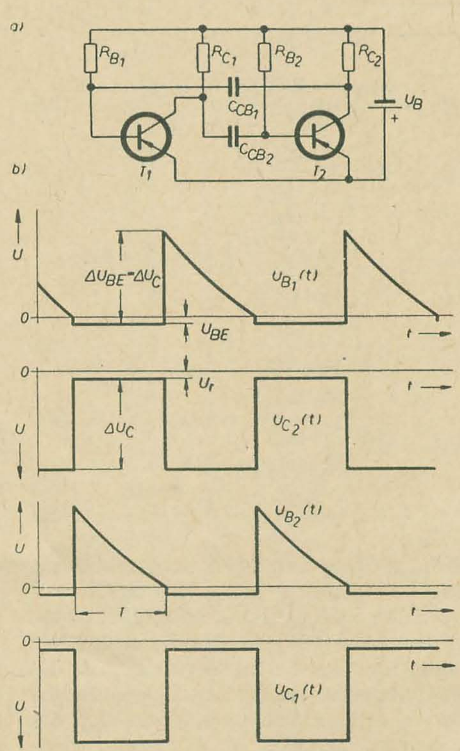


Bild 7: a) Symmetrischer, astabiler Multivibrator, b) schematische Darstellung der Spannungsverläufe

So vergrößert sich der Reststrom bei Temperaturerhöhungen von 25 °C auf 60 °C um den Faktor 12 in Basis- und um den Faktor 40 in Emitterschaltung. Weitere Werte sind dem Diagramm im Bild 3 [3] zu entnehmen.

Die Bilder 4 ··· 6 zeigen die Zusammenhänge zwischen Reststrom und Kollektorspannung, Basisspannung bzw. Basiswiderstand. Zur Messung wurden drei Transistoren vom Typ OC 811 aus einer größeren Menge wahllos herausgegriffen. Meßbedingungen, wie Schaltung und Umgebungstemperatur usw., sind in den Diagrammen angegeben.

Dimensionierung eines astabilen Multivibrators

Im Bild 7 sind Schaltung und zugehörige Kollektor- bzw. Basisspannungsverläufe für einen astabilen Transistormultivibrator dargestellt. Die Funktion der Schaltung wird als bekannt vorausgesetzt. Freischwingende Multivibratoren dienen zur Erzeugung von Rechteckimpulsfolgen. Dabei wird in der Mehrzahl der Anwendungsfälle eine konstante, von äußeren Einflüssen unabhängige Impulsfolgefrequenz f_i gefordert. Für die symmetrische Schaltung im Bild 7 gilt

$$f_i = \frac{1}{2\,T}. \qquad (8)$$

Für die Entladedauer T des RC-Gliedes und damit für die Frequenz f_i kann man folgende Beziehung herleiten:

$$T = \tau \ln\left(1 + \frac{|U_{CE}| - |U_{BE}| - |U_r|}{|U_B|}\right), \qquad (9)$$

$$f_i = \frac{1}{2\tau \ln\left(1 + \frac{|U_{CE}| - |U_{BE}| - |U_r|}{|U_B|}\right)}. \qquad (10)$$

Zur orientierenden Berechnung genügt, wenn die Bedingung $|U_{CE}| \gg |U_{BE}| + |U_r|$ erfüllt ist, eine aus Gleichung (10) folgende einfache Näherungsbeziehung

$$f_i = \frac{1}{1{,}4\,\tau}. \qquad (11)$$

Im Bild 8 ist eine Ersatzschaltung zur Berechnung von τ für den Schaltungszustand Transistor T_1 stromführend, Transistor T_2 gesperrt angegeben.

$$\tau = C_{CB} \cdot R_{ers}, \qquad (12)$$

$$R_{ers} = \frac{R_{C_1}(R_{T_1} + R_{isp})}{R_{C_1} + R_{T_1} + R_{isp}} + \frac{R_B(R_{T_2} + R_{C_2})}{R_B + R_{T_2} + R_{C_2}}. \qquad (13)$$

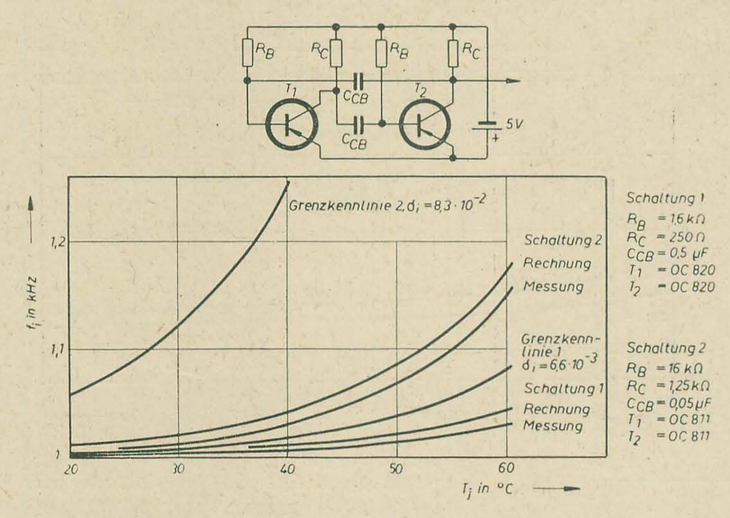


Bild 9: Grafische Auswertungen der Gleichungen (23) und (24), f_i Funktion von der Temperatur T_j

Der Ersatzinnenwiderstand des leitenden Transistors $R_{T_1} = U_r/I_{C_1}$ liegt in der Größenordnung einiger Ohm. Der erste Summand in Gleichung (13) kann deshalb gegen den zweiten vernachlässigt werden.

$$R_{ers} \approx \frac{R_B(R_{T_2} + R_{C_2})}{R_B + R_{T_2} + R_{C_2}}. \qquad (14)$$

Von Bedeutung ist der Widerstand R_{T_2}. Er charakterisiert die Entladung des Basiskondensators C_{CB} durch den Reststrom des zweiten Transistors. R_{T_2} ist nicht konstant, sondern bewegt sich während des Entladevorganges bei C_{CB} im Bereich

$$U_{CB}/I_{CBO} \geqq R_{T_2} \geqq U_{CE}/I_{CBO}. \qquad (15)$$

Die Verwendung von I_{CBO} im Nenner der Beziehung (15) ist gerechtfertigt, da bei gesperrtem Transistor die Basis positives Potential gegen Emitter führt ($I_{Cr} = I_{CBO}$). Man kann nun weiterhin R_{C_2} in Gleichung (14) vernachlässigen, wenn $R_B \gg R_{C_2} - R_{T_2}$ liegt in der Größenordnung einiger hundert kΩ ··· MΩ — so daß schließlich

$$R_{ers} \approx \frac{R_B \cdot R_{T_2}}{R_B + R_{T_2}} \qquad (16)$$

gilt.

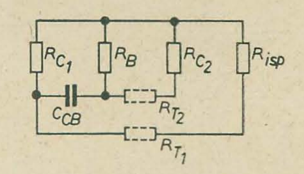


Bild 8: Ersatzschaltbild zur Ermittlung von τ

R_{T_2} bewirkt eine Verkleinerung von τ und damit eine Erhöhung der Impulsfolgefrequenz, die wegen des I_{CBO}-Einflusses temperaturabhängig ist.

Weitere Rechnungen gestatten eine quantitative Aussage über den Temperatureinfluß. Aus Gleichung (16) folgt:

$$R_{ers} \approx R_B \frac{1}{1 + \left|\frac{R_B}{U_{CE}}\right| \cdot |I_{CBO}|}, \qquad (17)$$

wenn man für R_{T_2} aus Sicherheitsgründen den Minimalwert $R_{T_2} = U_{CE}/I_{CBO}$ aus Gleichung (15) einsetzt. Für $|U_B| \gg |U_{BE}|$ ist $|U_{CE}| \approx |U_B| - |U_{BE}|$. Damit gelten folgende Beziehungen:

$$I_B = \frac{|U_B| - |U_{BE}|}{R_B} \approx \frac{|U_{CE}|}{R_B}, \qquad (18)$$

$$R_{ers} = R_B \frac{1}{1 + \frac{I_{CBO}}{I_B}}, \qquad (19)$$

$$\frac{I_{CBO}}{I_B} = \frac{I_{CBO\,(T_j)}}{I_{CBO\,(T_j = 25\,°C)}} \cdot \frac{I_{CBO\,(T_j = 25\,°C)}}{I_B}$$

$$= \frac{I_{CBO\,(T_j)}}{I_{CBO\,(T_j = 25\,°C)}} \cdot \delta_i \qquad (20)$$

$$\frac{I_{CBO\,(T_j)}}{I_{CBO\,(T_j = 25\,°C)}} = \varkappa(T_j) \qquad (21)$$

(Diagramm Bild 3)

$$R_{ers} = R_B \frac{1}{1 + \delta_i \cdot \varkappa(T_j)}. \qquad (22)$$

Definiert man nun noch nach Gleichung (10) $f_i = f_{io}$ mit $\tau = C_{CB} \cdot R_B$ und $f_i = f_i(T_j)$ mit $\tau = C_{CB} \cdot R_{ers}$, so folgt aus den Gleichungen (10) und (22) die endgültige Form für die Impulsfolgefrequenz des Multivibrators unter Berücksichtigung der Temperaturabhängigkeit infolge des Reststromeinflusses in bezogener Darstellung:

$$\frac{f_i(T_j)}{f_{io}} = 1 + \delta_i \cdot \varkappa(T_j), \qquad (23)$$

$$f_{io} = \frac{1}{2 \cdot C_{CB} \cdot R_B \cdot \ln\left(1 + \frac{|U_{CE}| - |U_{BE}| - |U_r|}{|U_B|}\right)}. \qquad (24)$$

Das Verhältnis des Basisstromes bei stromführendem Transistor zum Reststrom ist hierbei ein Maß für den Temperaturgang der Impulsfolgefrequenz. Zur Bestätigung der Rechnungen sind einige Multivibratoren untersucht worden. Im Bild 9 werden die Ergebnisse für zwei verschiedene Schaltungen gegenübergestellt. In Schaltung 2 arbeiten die bereits erwähnten Transistoren T_1 und T_2 vom Typ OC 811. Ihre Restströme betragen 4 µA bzw. 3,5 µA (Diagramm Bild 6). Da die Rechnung für beide Transistoren gleiche Restströme voraussetzt, wurde zur Ermittlung von δ_i der Mittelwert 3,75 µA verwendet. Die Transistoren OC 820 in Schaltung 1 haben Reststromwerte von etwa 10 µA.

Messung und Rechnung stimmen in Anbetracht der getroffenen Voraussetzungen annehmbar überein. Der Einfluß der temperaturabhängigen Veränderungen von R_B und C_{CB} ist im betrachteten Temperaturintervall kleiner als 1%. Die eingezeichnete Grenzkennlinie ist durch Verwendung des Maximalwertes $I_{CO\,max} = 20$ µA in Gleichung (23) gegeben. Sie stellt die in der jeweiligen Schaltung größtmögliche Abweichung dar.

Die grafische Auswertung der Gleichungen (23) und (24) in den Diagrammen (Bilder 10 und 11) erleichtert die praktische Anwendung dieser Beziehung.

Reststromprobleme an einer Univibratorschaltung für Frequenzmessungen

Bild 12 zeigt die Schaltung eines Univibrators. Im Ruhestand ist der Transistor T_2 stromführend und der Transistor T_1 gesperrt, da die Basis gegenüber dem Emitter positives Potential führt. Ein negativer Impuls an der Basis des Transistor T_1 bewirkt, daß dieser stromführend

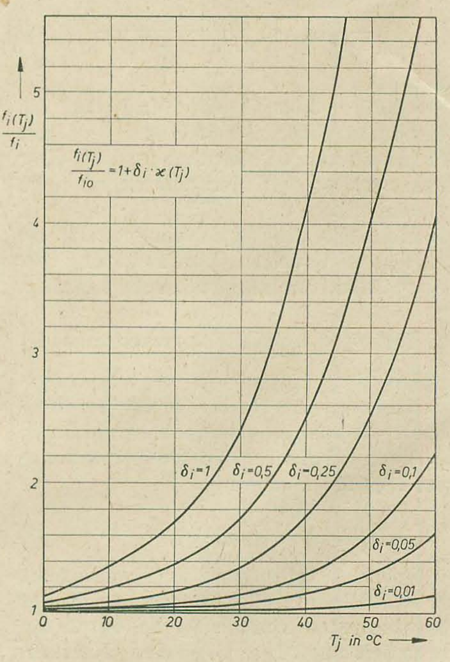


Bild 10: Relative Impulsfolgefrequenz in Abhängigkeit der Temperatur T_j

wird. Am Kollektorwiderstand R_{C_1} entsteht dadurch ein positiver Impuls, der über C_{B_2} den Transistor T_2 sperrt. C_{B_2} entlädt sich über R_{B_2}. Nach der Teit T_0 stellt sich der Ausgangszustand wieder ein. Eine Folge von Impulsen an der Basis des Transistors T_1 bewirkt an den Kollektoren der Transistoren eine Folge „normierter", d. h. flächengleicher Impulse. Diese und ähnliche Schaltungen sind Bestandteil von direktanzeigenden Frequenzmessern, Impulsdichtemessern und Drehzahlmeßgeräten. Der Ausschlag des zu R_{C_1} parallelgeschalteten Drehspulinstrumentes ist der an der Basis steuernden Impulsfolgefrequenz proportional.
Dabei müssen noch einige impulstechnische Bedingungen erfüllt sein, die hier, da in erster Linie der Reststromeinfluß untersucht werden soll, übergangen werden.
Für die Anzeige I_M des Instrumentes gilt (Bild 13):

$$I_M = (I_{C_1} - I_{CBO\,(T_j)}) \frac{R_{C_1}}{R_{C_1} + R_R + R_M} \cdot T_0 \cdot f_i$$

$$+ I_{CBO\,(T_j)} \frac{R_{C_1}}{R_{C_1} + R_R + R_M}. \qquad (25)$$

Darin bedeuten:
I_M den Strom durch das Meßinstrument,
T_0 die Dauer der normierten Impulse,
f_i die Impulsfolgefrequenz,
R_M den Innenwiderstand des Strommessers.

Der Kollektorreststrom bewirkt bei $f_i = 0$, also im stabilen Zustand des Multivibrators, einen von Null verschiedenen Ausschlag des Meßinstrumentes und bei Ausschlag einen frequenzabhängigen Meßfehler. Weiter gilt

$$\frac{P \cdot R_{C_1}}{R_{C_1} + R_R + R_M} = \frac{I_{M\,max}}{I_{C_1}} \qquad (26)$$

$$\text{mit } P = T_0 \cdot f_{i\,max}. \qquad (27)$$

I_{Mmax} ist der Strom für Vollausschlag des Instrumentes und f_{imax} die Frequenz für Vollausschlag des Instrumentes. Durch Einsetzen der Gleichungen (26) und (27) in Gleichung (25) folgt:

$$\frac{I_M}{I_{M\,max}} = \frac{f_i}{f_{i\,max}} + \underbrace{\frac{I_{CBO\,(T_j)}}{I_{C_1}} \left(\frac{1}{P} - \frac{f_i}{f_{i\,max}}\right)}_{\text{Fehleranteil}}. \qquad (28)$$

Aus Gleichung (28) ist zu ersehen, daß der Anzeigefehler mit steigendem Ausschlag geringer wird. Für seine Größe ist das Verhältnis von Kollektorreststrom zu maximalen Kollektorstrom I_{CO}/I_{C_1} maßgebend.

$$I_{C_1} \geqq \frac{I_{CBO\,(T_j)}}{P \left(\frac{\Delta f_i}{f_i}\right)_{max}}. \qquad (29)$$

Gleichung (29) gestattet die Ermittlung von I_{C_1} für einen zulässigen Maximalfehler $(\Delta f_i/f_i)_{max}$ der Frequenzanzeige. Beispielsweise ist nach dieser Gleichung für $I_{CBOmax} = 120\ \mu A$ ($T_j = 50\ °C$) und $p = 0{,}8$ bei einem zulässigen Fehler von $(\Delta f_i/f_i)_{max} = 1\%$ ein Kollektormaximalstrom $I_{C_1} = 15$ mA erforderlich. Dieser Wert ist mit einem Transistor OC 815 gut zu verwirklichen. Damit wird garantiert, daß im angeführten Beispiel auch bei

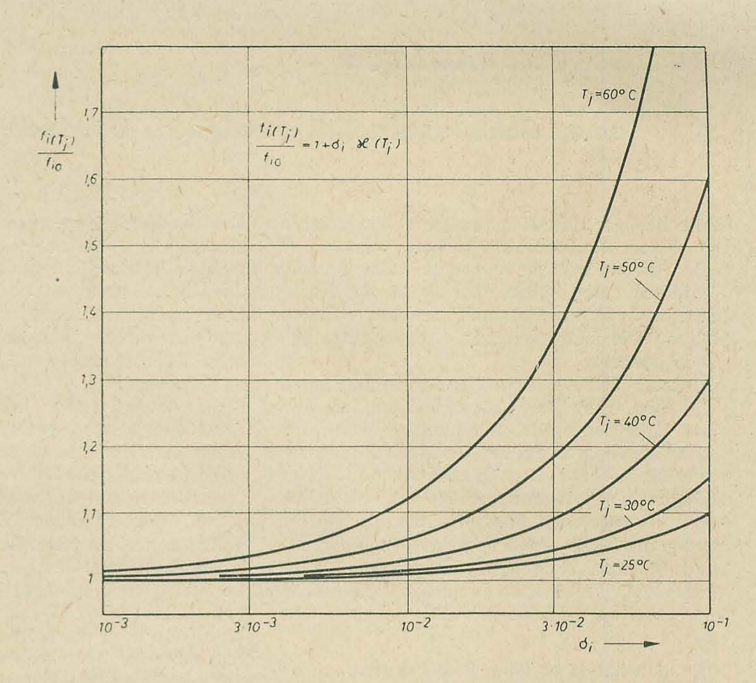


Bild 11: Auswertungen der Gleichung (23)

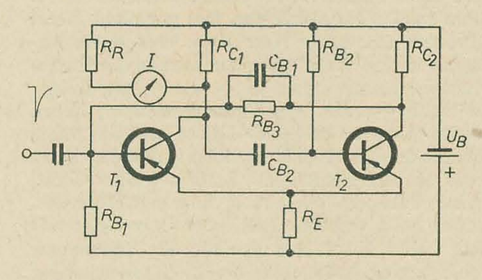


Bild 12: Univibratorschaltung

starken Exemplarstreuungen der Fehleranteil infolge des Reststromeinflusses in der ersten Stufe, bis zu einem Temperaturbereich von 50 °C, 1% nicht überschreitet. Für Vollausschlag reduziert sich die Anzeigeungenauigkeit auf Werte kleiner 0,2%. Hinzu kommt allerdings, von anderen Fehlerquellen abgesehen, ein Anteil der Ungenauigkeit von T_0, verursacht durch den Reststrom der zweiten Stufe. Die Berücksichtigung dieses Einflusses erfolgt in prinzipiell gleicher Weise wie im Abschnitt über den astabilen Multivibrator erläutert wurde.
Ähnliche Betrachtungen dienen zur Ermittlung der Stabilitätsbeeinflussung durch den Kollektorreststrom bei bistabilen Multivibratoren, Schmitt-Triggerschaltung, usw.

Zusammenfassung

Bei der Dimensionierung von Transistorimpulsschaltungen ist der Kollektorreststrom besonders zu beachten. Er bestimmt den Arbeitspunkt in „Aus"-Stellung und bewirkt infolge seiner starken Temperaturabhängigkeit

1. eine Inkonstanz der Entlade- bzw. Impulsdauer bei impulserzeugenden oder -regenerierenden Schaltungen,
2. eine Beeinflussung der Stabilität der Schaltung.

Der Reststrom soll möglichst klein sein. Das wird durch

eine niedrige Kollektorspannung,
einen Basiswiderstand $R_B < 500\ \Omega \cdots 1\ k\Omega$
und eine positive Basisvorspannung > 100 mV

erreicht. In den beiden letzten Fällen kann man auch bei Emitterschaltung den Reststromkennwert I_{CBO} der Basisschaltung in Rechnung setzen. Das ist sehr wesentlich, besonders wenn man bedenkt, daß I_{CBO} um den Faktor $1/\bar{\beta}$ kleiner als I_{CEO} ist.
An den Beispielen des astabilen und monostabilen Multivibrators wurden Regeln für eine optimale Dimensionierung bezüglich des Temperaturverhaltens hergeleitet. Dabei blieben rein impulstechnische Gesichtspunkte unberücksichtigt, um den Rahmen der Problemstellung

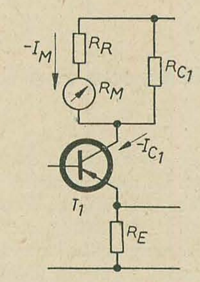


Bild 13: Instrumentenanzeige I_M

nicht zu überschreiten. Die Ausführungen zeigen, daß bei sorgfältiger Dimensionietung der Aufbau von Multivibratorschaltungen mit guter Konstanz der Impulskenngrößen auch bei größeren Temperaturunterschieden und Exemplarstreuungen unter Verwendung von Transistoren möglich ist.

Literatur

[1] Kurt Kretzer: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Bd. IV, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

[2] Eberhard Spenke: Elektronische Halbleiter, Springer Verlag

[3] Technische Daten über Halbleiter und Bauelemente, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

DIE RADIOREPARATUR –

eine selbstverständlich unmögliche Geschichte

Eigentlich war Herr Meier bisher recht zufrieden mit seinem Radiogerät. Als Laie verstand er nicht viel davon, aber immerhin wußte er, sein Radio hatte eine Röhre mehr als das des Nachbarn, und dieser Umstand bestärkte Herrn Meier in seiner Überzeugung, ein sehr gutes Gerät zu besitzen.
In letzter Zeit spielte es trotzdem nur noch recht leise. Herr Meier konnte drehen, an welchem Knopf er wollte. Der Nachbar hatte ihm schon eilfertig geraten, das Gerät zur Reparatur zu bringen. Aber diese Handwerker ... Herr Meier hatte schon genug gehört von entsetzlich teuren Reparaturen, obwohl doch immer nur ganz geringfügige Fehler vorlagen (wie der Besitzer jedesmal dem Mechaniker ausdrücklich versicherte). Viel konnte ja auch wirklich nicht sein, das Radio spielte ja noch, nur eben sehr leise.

Aber man hat ja so seine Beziehungen ...

„Machen wir!", meinte fröhlich Herr Schulze, von Beruf Autoschlosser. Er hatte sogar schon mal ein Radio ganz allein gebaut. Daß es nicht so ganz richtig ging, lag nur an dem schlechten Material. Herr Schulze machte sich also an die Arbeit.
Wenn ein Radio leise spielt — so hatte Herr Schulze mal gelesen —, ist es verstimmt. Also begann Herr Schulze mit einem Schraubenzieher an den Spulenkernen zu drehen, einmal hier und einmal da, nachdem er zuvor die merkwürdig verbogenen, geschlitzten Außenplatten des Drehkos sorgfältig gerichtet hatte. Leider spielte das Gerät nun noch leiser. Bis Herr Schulze zufällig einen Lötanschluß am Spulensatz berührte. Aha, an Antennenenergie fehlte es also. Werden wir gleich haben. Einen Draht direkt von der Antennenbuchse auf den bewußten Lötanschluß gelötet, und schon spielte das Gerät, zwar mit kurzgeschlossenem ZF-Sperrkreis, aber immerhin merklich lauter. Gegen eine kleine Aufwandsentschädigung von zehn Mark nahm Herr Meier sein Radio wieder in Empfang.
Sicher, es ging zwar jetzt etwas lauter, aber nicht viel. Außerdem trennte es jetzt schlecht. Aber Karl, der älteste Sohn vom Hauswirt — er ging schon in die Lehre, sogar bei einem Elektroinstallateur — wußte als eifriger Radiobastler sofort Rat. „Trennschärfe? Heutzutage kein Wunder, viel zu viele Sender da! Nehmen Sie einen Sperrkreis, dann haben sie einen Siebenkreiser!" Schon kaufte Herr Meier einen solchen. Nun hatte er nicht nur eine Röhre, sondern obendrein noch einen Kreis mehr als der Nachbar. Aber der Sperrkreis mußte wohl auch wieder aus schlechtem Material bestehen, denn mit ihm spielte das Gerät nun fast gar nicht mehr. Probeweise steckte Herr Meier einmal die Antenne in eine der anderen Buchsen an der Radiorückwand, mit denen es — wie er sich unklar entsann — auch irgend eine Bewandnis haben sollte. Und es hatte. Es blitzte und die Skala wurde dunkel. Aber Herr Meier wußte durchaus, was ein Kurzschluß ist. Er öffnete das Gerät, fand bald die Sicherung und entfernte sie. Zwar hatte er keine neue, aber Herr Meier war ein heller Kopf. Als neulich die Plättschnur entzweiging, hatte er die defekte Lichtsicherung mit Stanniolpapier umwickelt, wie er das bei seinem Schwager schon mal gesehen hatte. Von dem Stanniolpapier mußte doch noch irgendwo etwas im Hause sein.
Als das Gerät wieder spielte, stöpselte Herr Meier erneut die Antenne probeweise in eine der Buchsen — und es gab eine Menge davon. Es krachte erneut, nur wesentlich kräftiger und mit reichlich übelriechendem Qualm. Als dieser sich etwas gelichtet und Herr Meier seinen Nervenschock überwunden hatte, faßte er sich ein Herz und sah noch einmal nach. Das Stanniolpapier an der Sicherung war unversehrt und eine andere Sicherung konnte er nicht entdecken. Auch sonst war nichts Augenfälliges zu bemerken, wie er erleichtert feststellte.
Schimpfend schaffte er das Gerät nun doch zur Rundfunkreparaturwerkstatt.
„Nur ein kleiner Kurzschluß", sprach er dort, und „kann ich gleich darauf warten? ... dann eben nicht. Wegen so einer Kleinigkeit!" Und nahm sich vor, wegen des zu erwartenden Preises erst dann von mangelndem Kundendienst zu sprechen, wenn er das Gerät wieder abholen würde. Dann fiel es ihm noch rechtzeitig ein: „Und sehen Sie gleich mal mit nach, es spielte immer so leise. Aber das kann nicht viel sein!"
Herr Meier erhielt das Gerät mit folgender Rechnung zurück:

Defekter Lade-Elko, Elko erneuert	DM 2,50
Ausgangstrafo durchgebrannt, Trafo erneuert	DM 7,50
Drehko-Plattenschluß beseitigt, Gleichlauf wiederhergestellt, Gerät neu abgeglichen, falsche Verbindung entfernt, Spulensatz repariert, zerbrochenen Bandfilterkern ausgebohrt und erneuert.	
Zeitaufwand: 7 Stunden je 3,—DM	DM 21,—
zusammen	DM 31,—

„Einunddreißig Mark wegen so einer Kleinigkeit!", stöhnte Herr Meier, „und da soll man noch Vertrauen zum Handwerker haben!"

hajak

Kontrolle von Trockenbatterien durch Kurzschlußmessung

Für die Funktionskontrolle von Trockenbatterien ist allgemein die Spannungsmessung unter Belastung üblich. Wenn dies nicht überschlägig durch Schätzung z. B. nach der Leuchtkraft einer angeschlossenen Prüflampe (wie im Einzelhandel allgemein üblich) geschieht, wird hierzu ein Voltmeter verwendet. Leider wird dabei sehr oft der zusätzliche Anschluß eines Belastungswiderstandes versäumt, besonders vom Verkaufspersonal oder Bastleranfängern. Eine solche Messung der „Leerlauf"-Spannung sagt natürlich über die Leistungsfähigkeit der Batterie — wenn diese nicht schon nahezu restlos erschöpft ist — wenig aus.
Für den Praktiker sei hier auf eine relativ wenig angewandte Methode verwiesen, die einen unmittelbaren Rückschluß auf den Alterungszustand der Batterie (durch normalen Verbrauch oder durch zu lange Lagerung der unbenutzten Batterie) erlaubt. Hierbei wird nicht die Klemmen-(Betriebs-)Spannung der Batterie, sondern deren Kurzschlußstrom (d. i. der bei direktem Kurzschluß über ein hinreichend niederohmiges Instrument zustandekommende Strom) gemessen. Der hierbei auftretende Strom hängt dann nur vom Innenwiderstand der Batterie ab. Dieser aber steigt — je nach Alter und Verbrauchszustand der Batterie — in ziemlich linearem Zusammenhang mit ihrem Kapazitätsverlust an. Bei zu lange gelagerten Batterien kann noch nahezu die Nennspannung (unbelastet!) vorhanden sein, während sie bei geringer Belastung am hohen Innenwiderstand auf einen Bruchteil der Nennspannung zusammenbricht. Eine solche Batterie ist natürlich unbrauchbar.
Zur Messung wird ein gutes, niederohmiges Ampèremeter benutzt, billige Dreheiseninstrumente können hier u. U. bereits zu hohen Meßwerkwiderstand aufweisen. Günstig sind die bekannten Vielfachmeßinstrumente mit umschaltbarem Bereich (Multizet u. ä.). Je nach Batterietyp wird der passende Strom-Meßbereich eingestellt. Die Messung muß selbstverständlich so kurz wie möglich durchgeführt werden, da ein längerdauernder Kurzschluß die Batterie schädigt bzw. verbraucht. Kurzschlußzeiten von einigen Sekunden vertragen jedoch alle derzeit gehandelten Batterien ohne weiteres. Da diese Zeit zum Ablesen des Stromes ausreicht, ist gegen diese Meßmethode nichts einzuwenden.
Ist der durchschnittliche Kurzschlußstrom für einen Batterietyp bekannt, dann kann aus dessen Verhältnis zum gemessenen Kurzschlußstrom einer Batterie gleichen Typs unmittelbar auf den Kapazitätsverlust und auf ihre noch mögliche Benutzungsdauer geschlossen werden. Damit empfiehlt sich diese Meßmethode insbesondere für die Abschätzung der noch verbleibenden Betriebsstunden bei bereits benutzten, aber noch funktionsfähigen Batterien oder — falls ein gewisser Batterievorrat gehalten wird — zur Auswahl der am meisten gealterten und demzufolge vordringlich zu verbrauchenden Batterien. Den durchschnittlichen „Normal"-Wert des Kurzschlußstromes für einen unbekannten Batterietyp ermittelt man durch Vergleichsmessung an einigen völlig frischen, noch nicht lange gelagerten Batterien (Herstellungswochenaufdruck beachten!).
Für einige der bekanntesten Trockenbatterien und -elemente seien im folgenden die Kurzschlußströme als Durchschnittswerte für völlig frische, fabrikneue Batterien genannt:

Flachbatterie BDT 4,5	4 ··· 5 A
Monozelle EJT 1,5 V (Belfa Katalog-Nr. 204)	etwa 4 A
1,5-V-Gnom-Zelle (Belfa Katalog-Nr. 201)	etwa 2 A
3-V-Stabbatterie (Belfa Katalog-Nr. 205)	etwa 3 A
22,5-V-Hörbatterie (Belfa Katalog-Nr. 304)	150 ··· 200 mA
9-V-Transistorbatterie (für „Sternchen") (Belfa Katalog-Nr. 604)	etwa 300 mA
2-V-Trockenakku ETS	3,5 ··· 4 A

Bei längerer Lagerung der Batterie gehen diese Werte z. T. stark zurück. Batterien mit wenigstens 50% des jeweils angegebenen Stromes sind als noch verwendbar anzusehen. Sie erreichen aber nicht mehr die volle Betriebszeit. Am Verhalten der Batterie während der Messung ist auch erkennbar, ob es sich um Alterung oder Abnutzung handelt. Wird der Normalwert des Kurzschlußstromes einer einwandfreien Batterie von Beginn an nicht erreicht, so ist auf Abnutzung (gebrauchte Batterie) zu schließen. Geht der anfangs hohe Strom (u. U. bis nahe zum „Neu"-Wert) in etwa einer Sekunde sofort wieder auf einen geringeren Wert zurück, so ist auf Alterung zu schließen.

jaku

Dipl.-Ing. GERHARD SCHARM

Verlustleistung in Elektronenröhren

Die absolute Verlustleistung ist ein vom Röhrenhersteller festgelegter Grenzwert, der unter keinen Umständen zu überschreiten ist. Diese Forderung ist verständlich, da von der Verlustleistung unmittelbar die Erwärmung der entsprechenden Röhrenelektrode abhängt. Überschreitet die Elektrodentemperatur den zugelassenen Wert, so sind schwerwiegende Funktionsstörungen zu erwarten (Gasausbrüche, Anoden- bzw. Gitteremission, Glasspannungen u. ä.), die meist zum Totalausfall führen. Der Grenzwertcharakter der Verlustleistung fordert für den Normalbetrieb der Röhre einen bestimmten Sicherheitsabstand zum Betriebswert, um auch bei länger andauernden Einschaltvorgängen oder bei Überspannungen eine Überlastung der Röhre zu verhindern. Ein großer Sicherheitsabstand wirkt sich dabei günstig auf die Zuverlässigkeit und Konstanz der Röhre aus. Dem steht die Tatsache entgegen, daß zur vollen Ausnutzung der Röhre in Stufen, von denen eine große Steilheit oder Ausgangsleistung gefordert wird, eine möglichst weitgehende Annäherung an die zugelassene Verlustleistung notwendig ist. Um nun möglichst eindeutige Verhältnisse zu schaffen, legte die Röhrenindustrie einen Sicherheitsabstand und damit eine zweite Definition der Verlustleistung fest (gegenüber der mit N_{abs} bezeichneten absoluten Verlustleistung trägt diese keine Indizierung). Dieser Wert gibt dem Gerätekonstrukteur die Grenze an, die bei Verwendung von Röhren mit Datenwerten und Bauelementen mit Nennwerten sowie bei Nennspannung nicht überschritten werden darf. Mit dieser Bedingung können beliebige Röhren des gleichen Typs in der Schaltung verwendet werden, und Netzspannungsschwankungen von $\pm 10\%$ sind zulässig. Die Toleranzen der Bauelemente müssen das Einhalten der Verlustleistung mit 10% gewährleisten. Die Angabe der absoluten Verlustleistung erfolgt nur in Sonderfällen. Für die Dimensionierung von Schaltungen ist es notwendig, die tatsächlich auftretende Verlustleistung durch geeignete Meßverfahren zu erfassen oder, in einfacheren Fällen, wenigstens eine obere Grenze anzugeben.

Grundbegriffe

Für die Gleichungen werden folgende Symbole verwendet:

$\hat{u}$, $\hat{\imath}$	Spitzenwerte
u, i	Augenblickswerte
U, I	Mittelwerte
U_{eff}, I_{eff}	Effektivwerte

Indizierung

a bezogen auf Anode
b bezogen auf Batterie
c bezogen auf Kondensator

Die Mittel- und Effektivwerte lassen sich aus den Augenblickswerten definieren.

Mittelwert
$$I = \frac{1}{T}\int_0^T i \cdot dt \qquad (1)$$

Effektivwert
$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2 \cdot dt}\,. \qquad (2)$$

Effektiv-, Spitzen- und Augenblickswerte sind nur durch Angabe des Bezugspunktes eindeutig bestimmt. Man kann z. B. bei der Überlagerung eines Gleichstromes mit einer Sinusschwingung sowohl von der Nullinie als auch vom Mittelwert als Bezugspunkt ausgehen. Zur eindeutigen Kennzeichnung sollen im folgenden für den Bezugspunkt Null der Index 0, dagegen für den Bezugspunkt Mittelwert keine besondere Bezeichnung gelten.
Aus der Definition der Meßwerte ergeben sich unmittelbar die Meßverfahren:

Augenblickswerte

Der Augenblickswert ist eine Funktion der Zeit. Zu seiner Messung ist ein System erforderlich, das seinem Wert nahezu trägheitslos folgt. Da in diesem Zusammenhang nur periodische Größen interessieren, ist ein Oszillograf mit periodischer Zeitablenkung das geeignete Meßmittel. Durch Übereinanderschreiben der periodisch wiederkehrenden Werte erhält man stehende und dadurch auswertbare Bilder.
Spitzen-, Mittel- und Effektivwerte sind bei periodischen Vorgängen im allgemeinen keine Zeitfunktionen. Zu ihrer Anzeige genügt daher ein träges System (Zeigerinstrument), das die Integration über die Zeit vornimmt.

Spitzenwert

Die Ermittlung des Spitzenwertes ist aus dem Oszillogramm möglich. Genauer und einfacher läßt er sich durch eine sogenannte Spitzengleichrichtung feststellen (Bild 1). Eine Kapazität C wird dabei über eine hochsperrende Gleichrichterröhre auf den Spitzenwert der Meßspannung aufgeladen. Die Messung der Ladespannung muß so erfolgen, daß die während der Sperrzeit abfließende Ladung klein gegenüber der Gesamtladung bleibt. Der Meßfehler ergibt sich aus

$$u_c(t) = \hat{u} \cdot e^{-\frac{t}{R \cdot C}}. \qquad (3)$$

Mit $t \ll R \cdot C$ folgt

$$u_c(t) \approx \hat{u}\left(1 - \frac{t}{R \cdot C}\right) \qquad (4)$$

sowie

$$\frac{\Delta u_c(t)}{\hat{u}} = \frac{t}{R \cdot C}. \qquad (5)$$

Läßt man einen Meßfehler von 1% zu, so muß $R \cdot C \geqq 50\,T$ sein (T = Periodendauer). Die Güteklasse des Instruments ist dabei noch nicht berücksichtigt.

Mittelwert

Aus der Definition ergibt sich, daß der Mittelwert mit einem linear anzeigenden Instrument zu messen ist. Man verwendet Drehspulinstrumente, bei denen der Ausschlag der Meßgröße proportional ist. Die untere Frequenzgrenze ist durch die Trägheit des Systems gegeben und liegt im allgemeinen bei 20 Hz.

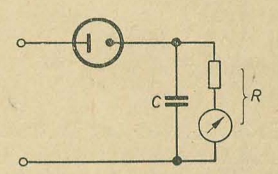


Bild 1: Schaltung zur Spitzengleichrichtung

Effektivwert

Zur Messung des Effektivwertes ist ein quadratisch anzeigendes Instrument erforderlich. Weicheiseninstrumente haben mit bestimmten Einschränkungen diese Eigenschaft. Wesentlich frequenzunabhängiger sind Thermoumformer, die vor ein normales Drehspulinstrument geschaltet werden. Sie sind ohne große Fehler bis zu einigen hundert Megahertz verwendbar. Die geringe Überlastbarkeit muß dabei in Kauf genommen werden. Da bei allen Messungen Möglichkeiten und Grenzen des verwendeten Meßverfahrens bekannt sein müssen, ist es zweckmäßig, die Effektivwertbildung kurz zu betrachten.
Das Thermokreuz ist ein Meßwertumformer mit quadratischer Kennlinie. Es wird daher von jeder Eingangsfunktion das Quadrat gebildet und über diesen Verlauf durch das Zeigerinstrument gemittelt. Für eine Funktion $\hat{\imath} \cdot \sin \omega t$ ergibt sich:

$$I_{eff}^2 = \hat{\imath}^2 \frac{1}{T}\int_0^T \sin^2 \omega t \cdot dt\,.$$

Besteht die Eingangsfunktion aus den Teilfunktionen

$$i = I + \hat{\imath} \cdot \sin \omega t + \hat{\imath}_2 \cdot \sin 2\,\omega t + \cdots \hat{\imath}_n \cdot \sin n\,\omega t, \qquad (6)$$

so ergibt sich als Anzeige die Summe der Quadrate der Effektivwertkomponenten:

$$A = k\,(I^2 + I^2_{1\,eff} + I^2_{2\,eff} + \cdots I^2_{n\,eff}). \qquad (7)$$

Die bei der Quadrierung entstehenden Zwischenglieder enthalten das Produkt einer Konstanten und einer linearen trigonometrischen Funktion bzw. das Produkt zweier trigonometrischer Funktionen verschiedener Frequenzen. Sie verschwinden daher bei der Integration. Die Skala dieser Instrumente müßte in I^2_{eff} geeicht sein, da sich nur die Quadrate der einzelnen Komponenten addieren. Zur besseren Auswertbarkeit wird allerdings allgemein die Eichung der Instrumente in I_{eff} vorgezogen. Für die Zusammensetzung zweier Komponenten gilt dann die Gleichung (7).

Beispiel

Schaltet man eine Gleichspannung von 100 V mit einer Wechselspannung von 100 V_{eff} in Reihe, so ergibt die Effektivwertmessung nicht 200 V_{eff}, sondern nur 140 V_{eff} nach Gleichung (7).

Definition der Verlustleistung

Die Leistung, die an einem beliebigen Schaltelement in Verluste (z. B. Wärme) umgesetzt wird, ist allgemein:

$$q(t) = u \cdot i \qquad (8)$$

und die sich daraus ergebende mittlere Verlustleistung:

$$Q = \frac{1}{T}\int_0^T u \cdot i \cdot dt. \qquad (9)$$

Diese Größe ist von der Zeit unabhängig und somit für die thermische Belastung maßgebend. Die Wärmeträgheit der meisten Systeme (Röhren, Widerstände) ist bei einer Grundfrequenz von $f > 20$ Hz so groß, daß die Temperatur praktisch konstant ist.

Reeller Außenwiderstand

Die Röhre wird vom Strom

$$i = I + \hat{\imath} \cdot \sin \omega t \qquad (10)$$

durchflossen und an ihr liegt die Spannung

$$u = U_b - (I \cdot R_a + \hat{\imath} \cdot R_a \cdot \sin \omega t). \qquad (11)$$

(Bild 2). Mit den Gleichungen (9), (10) und (11) ergibt sich die mittlere Anodenverlustleistung

$$Q = \frac{1}{T}\int_0^T (U_b \cdot I - I^2 \cdot R_a - I \cdot R_a \cdot \hat{\imath} \sin \omega t + U_b \cdot \hat{\imath} \cdot \sin \omega t - I \cdot R_a \cdot \hat{\imath} \cdot \sin \omega t - R_a \cdot \hat{\imath}^2 \cdot \sin^2 \omega t)\, dt. \qquad (12)$$

Da über eine Periode integrierte lineare Kreisfunktionen Null ergeben, folgt aus Gl (12)

$$Q = U_b \cdot I - I^2 \cdot R_a - R_a \frac{1}{T}\int_0^T \hat{\imath}^2 \cdot \sin^2 \omega t \cdot dt. \qquad (13)$$

oder

$$Q = I\,(U_b - I \cdot R_a) - I^2_{eff} \cdot R_a. \qquad (14)$$

Weiterhin ergibt sich mit der mittleren Leistung $N_m = I\,(U_b - I \cdot R_a)$ und der Wechselstromleistung $N_\sim = I^2_{eff} \cdot R_a$:

$$Q = N_m - N_\sim. \qquad (15)$$

Die Verlustleistung einer Röhrenelektrode ist also um die abgegebene Wechselstromleistung kleiner als die mittlere Leistung (Produkt der Mittelwerte von Strom und Spannung). Diese Beziehung ermöglicht die Angabe einer oberen Grenze, wenn die Bestimmung der Verlustleistung auf Schwierigkeiten stößt, eine Mittelwertmessung jedoch möglich ist. Die Verlustleistung vereinfacht sich oft bei kleiner Wechselstromleistung, so daß

$$I^2_{eff} \cdot R_a \to 0 \qquad (16)$$

und damit

$$Q = N_m = U \cdot I \qquad (17)$$

wird.

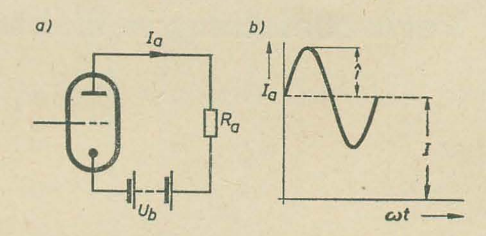


Bild 2: a) Schaltung einer Röhrenstufe b) Anodenstromverlauf

Die Verlustleistung ist annähernd gleich der mittleren Leistung und aus den Mittelwerten zu errechnen.

Löst man Gleichung (14) auf und formt sie um, so ergibt sich:

$$Q = U_b \cdot I - R_a\,(I^2 + I^2_{eff}) \qquad (18)$$

Der Klammerausdruck entspricht dem auf Null bezogenen Effektivstrom und die Verlustleistung ist dann:

$$Q = U_b \cdot I - R_a \cdot I^2_{0\,eff}. \qquad (19)$$

Der Wert $I^2_{0\,eff}$ kann unmittelbar mit einem Thermoinstrument in der Anoden- bzw. Schirmgitterleitung ermittelt werden. Zieht man die gesamte am Außenwiderstand auftretende Leistung von der aus der Batterie entnommenen Leistung ab, so ergibt sich die Verlustleistung.

Impulssteuerung der Röhre bei reellem Außenwiderstand

Da jeder Impuls als oberwellenbehaftete Sinusschwingung darstellbar ist, gilt:

$$\hat{\imath} = I + \hat{\imath}_1 \cdot \sin \omega t + \hat{\imath}_2 \cdot \sin 2\,\omega t + \cdots \hat{\imath}_n \cdot \sin n\,\omega t \qquad (20)$$

und

$$u = U_b - R_a\,(I + \hat{\imath}_1 \cdot \sin \omega t + \hat{\imath}_2 \cdot \sin 2\,\omega t + \cdots \hat{\imath}_n \cdot \sin n\,\omega t). \qquad (21)$$

Damit ist die Verlustleistung

$$Q = U_b \cdot I - I^2 \cdot R_a - R_a \frac{1}{T}\int_0^T \hat{\imath}_1^2 \cdot \sin^2 \omega t \cdot dt - R_a \frac{1}{T}\int_0^T \hat{\imath}_2^2 \cdot \sin^2 2\,\omega t\, dt - \cdots - R_a \frac{1}{T}\int_0^T \hat{\imath}_n^2 \cdot \sin^2 n\omega t \cdot dt. \qquad (22)$$

Die nach der Integration entfallenden Glieder sind nicht aufgeführt worden. Zusammenfassend ergibt sich aus Gleichung (22)

$$Q = N_b - I^2 \cdot R_a - R_a \sum_{\omega}^{n\omega} I_{eff}^2 = N_m - N_\sim. \qquad (23)$$

Der Summenausdruck ist wieder mit einem Thermoinstrument meßbar.

Aussteuerung mit Sinusschwingung bei komplexem Außenwiderstand

Die Berechnung unterscheidet sich nicht von der bei reellem Widerstand. Für R_a ist hier nur $R + jX$ einzusetzen.

Für die Verlustleistung erhält man dann:

$$Q = N_m - I^2_{eff}\,(R + jX). \qquad (24)$$

Da die Verlustleistung eine reine Wirkleistung ist, bleibt der Blindanteil ohne Einfluß. Es gilt daher allgemein:

$$Q = N_m - I^2_{eff} \cdot R = N_m - N_\sim. \qquad (25)$$

R ist die reelle Komponente des komplexen Außenwiderstandes bei der Winkelfrequenz ω. Nur bei einer Serienschaltung eines Blind- und Wirkwiderstandes ist R gleich dem Wirkwiderstand. Bei Parallelschaltung ist auch der Realteil der Ersatzserienschaltung frequenzabhängig.

Beispiel

Bestimmung der Verlustleistung eines abgeblockten Schirmgitters. Der wirksame Außenwiderstand für die Winkelfrequenz ω ergibt sich aus der Parallelschaltung von R und C (Bild 3).

$$\mathfrak{R} = R \,||\, \frac{1}{j\omega \cdot C} = \frac{R}{1 + \omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2} - j\,\frac{\omega \cdot C \cdot R^2}{1 + \omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2}. \qquad (26)$$

Der Realteil des komplexen Außenwiderstandes ist:

$$R_p = \frac{R}{1 + \omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2} \qquad (27)$$

und damit die Schirmgitterverlustleistung:

$$Q_{g2} = U_{g2} \cdot I_{g2} - I^2_{eff} \frac{R}{1 + \omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2}. \qquad (28)$$

Es ist ersichtlich, daß die Wechselstromleistung bei Vergrößerung des Kondensators C oder der Winkelfrequenz schnell abnimmt. Sie ist somit bei entsprechender Dimensionierung vernachlässigbar.

Impulsaussteuerung bei komplexem Außenwiderstand

Als Zusammenfassung der bisherigen Ergebnisse erhält man:

$$Q = N_m - \sum_{\omega}^{n\omega} I^2_{\nu\,eff} \cdot R_{a\nu}, \qquad (29)$$

wobei

$$R_a = f(\omega)$$

ist.

Die Gleichung läßt bereits die wenig sinnvolle Ermittlung der Verlustleistung über die Messung der Wechselstromleistung erkennen. Da der Außenwiderstand selbst eine Funktion der Frequenz ist, müßten die Komponenten:

$$I^2_{\nu\,eff} \cdot R_{a\nu}$$

einzeln gemessen und addiert werden. Hierfür sind komplizierte selektive Meßverfahren notwendig und daher für den vorliegenden Zweck unbrauchbar. In diesem Falle muß mit Gleichung (8) die Verlustleistung als Produkt der Augenblickswerte ermittelt werden. Aus den oszillografisch erhaltenen Funktionen u(t) und i(t) läßt sich q(t) bilden und daraus durch Planimetrieren die mittlere Verlustleistung bestimmen. Dieses Verfahren unterliegt einer Reihe von Nachteilen. Es sollte nur dort eingesetzt werden, wo die vorher beschriebenen Methoden versagen. Die Genauigkeit ist durch folgende Fehlerquellen nicht sehr groß:

1. Nichtlinearität des Oszillografenverstärkers,

2. Abbildungsfehler der Oszillografenröhre,
3. Übertragungsfehler beim Umzeichnen oder bei der fotografischen Aufnahme,
4. Ungenauigkeit bei der Produktenbildung und beim Planimetrieren.

Die angeführten Punkte lassen erkennen, daß das Verfahren sehr sorgfältig und mit ausgesuchten Meßmitteln durchgeführt werden muß [1, 2].

Verlustleistung des Außenwiderstandes

Bisher wurde nur die Verlustleistung der Röhre behandelt. Interessant aber ist ebenfalls eine Energiebetrachtung der gesamten Stufe. Der gesamten Stufe steht maximal die der Batterie entnommene mittlere Leistung

$$N_b = \frac{1}{T}\int_0^T U_b(I + \hat{\imath}\cdot\sin\omega t)\cdot dt = U_b \cdot I \quad (30)$$

zur Verfügung. Mit Gleichung (30) erhält man die am Außenwiderstand vorhandene Leistung

$$N_a = N_b - Q = I^2 \cdot R_a + N_{\sim}. \quad (31)$$

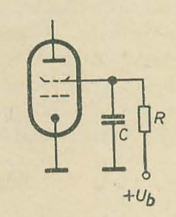


Bild 3: Röhre mit abgeblocktem Schirmgitter

NF-Endstufe

Eine Leistungsendstufe muß mit einem reellen Außenwiderstand abgeschlossen sein, um eine Auskopplung der Wirkleistung zu erreichen. Aus Anpassungsgründen ist der Verbraucher im allgemeinen transformatorisch gekoppelt. In der Ersatzschaltung liegt der transformierte Außenwiderstand der Primärwicklung des Übertragers parallel (Bild 4). Da der induktive Widerstand dieser Wicklung bei den interessierenden Frequenzen wesentlich größer als der Wirkwiderstand $\ddot{u}^2 \cdot R$ ist, ist auch der Gesamtwiderstand nahezu reell, und die Wechselstromleistung $N\sim$ wird in ihm umgesetzt. Schaltet man den Verbraucher (Lautsprecher) an der Sekundärseite ab, dann wirkt der leerlaufende Übertrager wie eine Induktivität und es entsteht, abgesehen von geringen Verlusten, keine nennenswerte Wechselstromleistung. Die Verlustleistung der Röhre steigt um den Betrag der Wechselstromleistung an. Bei sehr stark ausgenutzten Röhren kann daher beim Abschalten des Verbrauchers die Anode zu glühen beginnen.

Zum Schluß sei noch eine Art der Verlustleistungsbestimmung angeführt, die oft an falscher Stelle angewendet wird. Die Leistung an einem reellen Widerstand läßt sich bekanntlich auch aus dem Produkt der Effektivwerte von Strom und Spannung bestimmen. Das gilt aber nur für den Fall, daß Strom und Spannung in Phase sind, und das trifft bei Röhren nicht zu. Obgleich der Innenwiderstand einer Röhre bei Stufenberechnungen als Wirkwiderstand angenommen werden

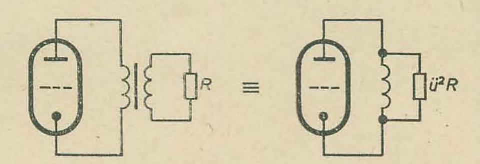


Bild 4: a) NF-Endstufe b) NF-Endstufe mit übersetztem Abschlußwiderstand des Übertragers

kann, bewirkt er doch eine Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung von 180 Grad (Voraussetzung: Reeller Außenwiderstand). Eine einfache Überlegung beweist die Unbrauchbarkeit des Verfahrens zur Bestimmung der Verlustleistung einer Röhre. Vergleicht man den Ausdruck

$$Q = \frac{1}{T}\int_0^T (I + \hat{\imath}\cdot\sin\omega t)\,[U_b - R_a(I + \hat{\imath}\cdot\sin\omega t)]\cdot dt \quad (32)$$

oder

$$Q = \frac{1}{T}\int_0^T (I + \hat{\imath}\cdot\sin\omega t)(U_a - \hat{u}\cdot\sin\omega t)\cdot dt \quad (33)$$

für die Verlustleistung mit dem Produkt der Effektivwerte (dieses soll mit Q_X bezeichnet werden)

$$Q_x = \sqrt{U_a^2 + U_{eff}^2}\cdot\sqrt{I^2 + I_{eff}^2}, \quad (34)$$

so ergibt sich Identität nur für den Fall verschwindender Aussteuerung. Die Effektivwertmessung ist dann überflüssig, da $Q_X = N = U \cdot I$ ist, also gleich der mittleren Leistung (Produkt der Mittelwerte). Ebenso unbrauchbar ist das Verfahren bei komplexen Außenwiderständen, da die Phasenbeziehungen zwischen Strom und Spannung in keiner Weise berücksichtigt werden.

Literatur

[1] Valvo: Technische Informationen 180, S. 357

[2] E. Hartmann: Bestimmung der Verlustleistung im Fernsehempfänger; Nachrichtentechnik 2 (1959)

[3] H. Rothe und W. Kleen: Elektronenröhren als Anfangstufen-Verstärker; Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., Leipzig

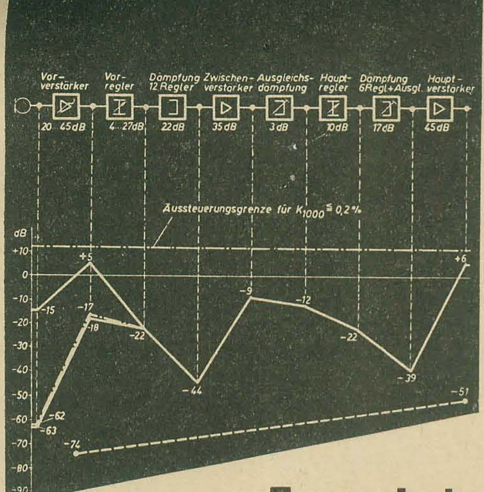
NEUE STANDARDS

Rechtsverbindlich erklärte Standards verkündet im Gesetzblatt der DDR Teil II, Nr. 31

Art	Nummer	Ausgabe	Gruppe	Titel des Standards	verbindlich ab	Registernummer	Bezugsnachweis
DK 621.314 Transformatoren, Wandler, Stromrichter							Fachbuchversandhaus Leipzig, Leipzig O 5, Täubchenweg 83
TGL	6508	9.59	364	Halbleiter, Halbleiterdioden, Begriffe	1. 10. 60	6508	
TGL	6548	9.59	364	Halbleiter; Transistoren, Begriffe	1. 10. 60	6548	
DK 676.3 Schreib-, Druck-, Zeichenpapier							
TGL	4757	10.59	555	Zeichenpapier	1. 2. 60	4757	
DK 621.35 Batterien, Elemente, Akkumulatoren							
TGL	3355	9.59	365	Nickel-Kadmium-Akkumulatoren; Taschenzellen im Stahlgehäuse über 20 Ah, Kapazitäten und Abmessungen (Ersatz für TGL Ausg. 7. 57)	1. 1. 60	3355	

Rechtsverbindlich erklärte Standards (nach Anordnung 79 über Standards der DDR vom 12 April 1960)

Art	Nummer	Ausgabe	Gruppe	Titel des Standards	Verbindlich ab	Registernummer	Bezugsnachweis
DK 621.3: 003.62 Symbole, Sinnzeichen							Fachbuchversandhaus Leipzig, Leipzig O 5, Täubchenweg 83
DIN	40011 Bl. 1	1.58	360	Elektrotechnik; Erdungszeichen, Schutzzeichen, Zeichen	1. 3. 60	8139	
DIN	40011 Beibl. 1	11.57	360	Elektrotechnik; Erdungszeichen, Schutzzeichen, Urbild für Vergrößerung und Verkleikleinerung	1. 3. 60	8140	
DIN	40016 Bl. 1	10.58	360	Massezeichen, Zeichen	1. 3. 60	8141	



WERNER LUFT

Tontechnische Einrichtungen moderner Rundfunkstudios (3)

In Verbindung mit der Einführung der V-200-Technik und neuer Magnettonanlagen wurde für die neuen Bauvorhaben in der DDR auch ein neuer A-Raumtyp entwickelt (Bild 33). Die Verstärker, Magnettonlaufwerke usw. sind wieder in Einzeltruhen untergebracht, ebenso auch der Regieplatz mit den Bedienungsteilen in der gleichen und neuen Truhenform. Damit sind alle Aufstellungskombinationen gegeben. Als Regler wird der Studioregler W 244 (Kohleschicht) eingesetzt, der kontinuierlich regelt und annähernd das Verhalten eines Kettenleiters in H-Schaltung bei einem Abschluß von 600 Ω aufweist; die Grunddämpfung beträgt 2 dB ± 0,5 dB. Aus dem Schaltbild ist ersichtlich, daß der A-Raumtyp, um allen Betriebsfunktionen gerecht zu werden, eine große Anzahl Trennklinken besitzt. Würde man das alte Trennklinkensystem (Schwarz-System) beibehalten, so wäre die Zahl der Trennklinken noch größer. Mit dem sogenannten Rot/Grün-System, das 1950 erstmalig im Funkhaus Dresden eingeführt wurde, konnte die Anzahl der Klinken bis fast auf die Hälfte beschränkt werden. Was ist nun der Unterschied zwischen den beiden Klinkensystemen? Beim Schwarz-System liegen zwischen zwei Geräten immer zwei Trennklinken (Bild 30a), während beim Rot/Grün-System nur eine Trennklinke zwischen zwei Geräten liegt (Bild 30b). In dieser ist ein Schütz (Bild 30d) eingebaut, der im normalen Betriebszustand die Verbindung innerhalb der Klinke herstellt, so daß bei Trennklinkenfeldern im Normalfall keine Steckerverbindungen erforderlich sind. Ergeben sich Schaltungsänderungen irgendwelcher Art, so schiebt der Trennklinkenstecker den Schütz zurück. Damit ist die Verbindung innerhalb der Trennklinke aufgehoben und die Verbindungsschnur mit den beiden Klinkensteckern übernimmt die erforderliche Schaltfunktion. Beim Schwarz-System liegen die Aus- und Eingänge immer auf den gleichen Kontakten (2 und 3) der Trennklinke. Die Kontakte 1 und 4 der Klinke I sind mit den gleichen Kontakten der Klinke II verbunden. Die für dieses System verwendeten Klinkenstecker besitzen schwarze Steckerkappen und sind entsprechend beschaltet. Beim Rot/Grün-System liegen der Ausgang des Gerätes 1 und der Eingang des Gerätes 2 nicht auf den gleichen Kontakten von zwei Trennklinken. Für die verschiedenen Möglichkeiten werden Trennklinkenschnüre mit verschieden beschalteten Klinkensteckern verwendet. Die Beschaltung des Klinkensteckers kennzeichnet die Farbe der Kappe. Zur Verwendung kommen rote, grüne und schwarze Kappen. Beim Rot/Grün-System unterscheidet man zwischen Eingang und Ausgang der Trennklinke. Am Eingang der Trennklinke liegt der Ausgang eines Gerätes und am Ausgang der Trennklinke der Eingang des nachfolgenden Gerätes. Eine zweite Trennklinke zwischen zwei Geräten ist erforderlich, wenn z. B. der Ausgang des Gerätes 1 als auch der Eingang des Gerätes 2 unabhängig voneinander und gleichzeitig mit anderen Geräten zu verbinden sind. Die Belegung mehrerer hintereinander geschalteter Trennklinken (Bild 30c) erfolgt im gleichen System. Man benötigt beim Rot/Grün-System einige Klinkenschnüre mehr. Die Gegenüberstellung des Schwarz-Systems und des Rot-Grün-Systems zeigt die Möglichkeiten und die Vereinfachungen, die das Rot/Grün-System bietet (Bild 31). Weitere Anlagentypen im Bearbeitungskomplex sind die Cutterräume (C-Räume). Hiervon gibt es beim Deutschen Demokratischen Rundfunk zwei

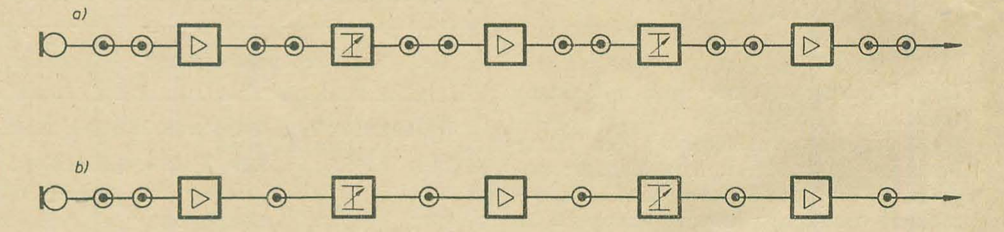


Bild 31: Mikrofonkanäle, a) mit Trennklinken des Schwarz-Systems, b) mit Trennklinken des Rot/Grün-Systems

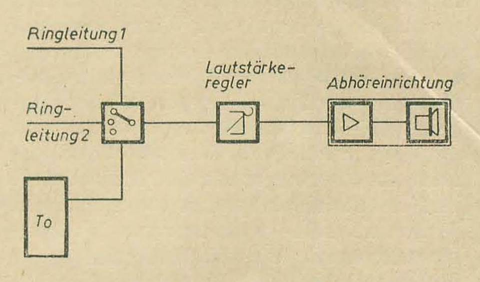


Bild 32: Blockschaltbild eines Cutterraumes

Bild 30: a) Verbindungsweg mit dem Schwarz-Trennklinkensystem, b) starre Verbindung mit dem Rot-Grün-System, c) umschaltbare Verbindung mit dem Rot/Grün-System, d) Trennklinke des Rot/Grün-Systems

Hallregler
Hallverstärker
zum Hallraum
Kommando-
verstärker
Sprecher-
raum
Kommando-
mikrofon
Sprecher-
raum
Tasten-
satz
Einspiel-
schalter
Relaissatz
Lautstärke-
regler
Vor-
verstärker
Regler
Abhören -12dB
Abhöreinrichtung
Dämpfungsglied
+6dB/-12dB
Abhören +6dB
Tonmesser
Schaltraum
Tonmesser-
umschalter
Aussteue-
rungsinstru-
ment
Schaltraum
To
Zwischen-
verstärker
Haupt-
verstärker
Sendeschalter
To
Trennverstärker
To
To = Tonbandgerät
Verzerrer für
Klangeffekte

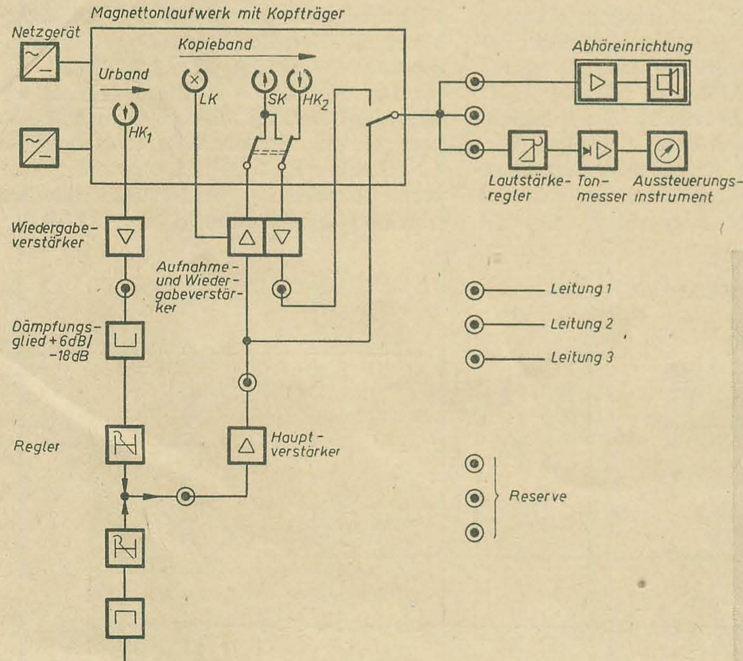
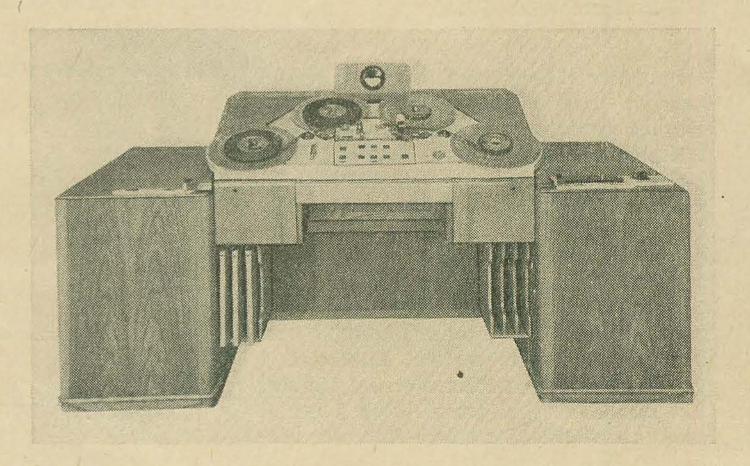


Bild 33 (oben): Blockschaltbild eines mit Geräten der V-200-Technik ausgerüsteten A-Raumes

Bild 34 (links): Blockschaltbild einer Anlage für schnittlose Tonmontage

Bild 35: Anlage für schnittlose Tonmontage



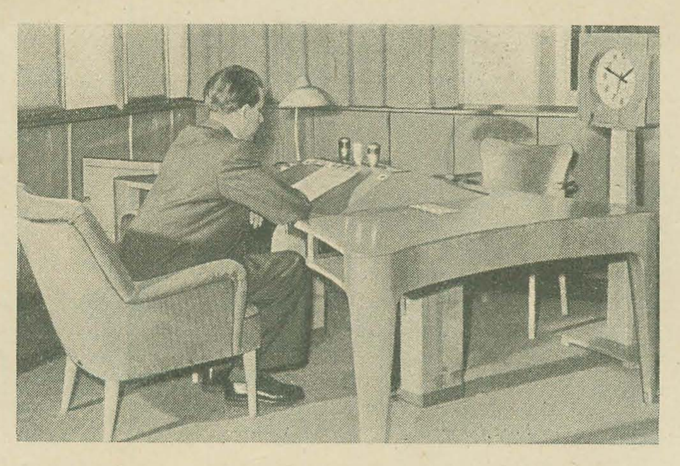


Bild 36: Sprechertisch des Funkhauses Berlin-Oberschöneweide ▶

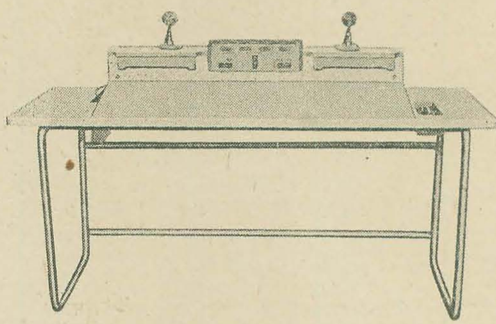


Bild 37: Sowjetischer Sprechertisch

Typen. Der erste Typ ist mit einem Magnettonlaufwerk ausgerüstet, das speziell für das Cuttern entwickelt wurde. Neben den beiden normalen Wickelmotoren besitzt es noch einen dritten Motor zum Aufwickeln des nicht zur Sendung kommenden Bandes und eine spezielle Bedienungstastatur. Das Magnettonlaufwerk ist in einer Truhe eingebaut, die im Mittelteil eine Steigung von 15% zur besseren Bedienung im Sitzen besitzt. Das Prinzip einer solchen Anlage zeigt Bild 32. Der zweite C-Raumtyp wurde in einer Kollektivarbeit von Ingenieuren eines Studios der DDR entwickelt und dient vorzugsweise zum intermittierenden Umschneiden von Wortaufnahmen eines

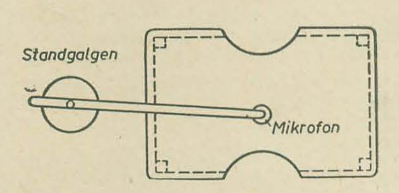


Bild 38: Sprechertisch (USA)

Magnettonurbandes auf ein Kopieband gleicher Breite und Geschwindigkeit. Hierbei werden nur die gewünschten Sätze und Silben überspielt. Bei diesen Montagen sind auch Einblendungen z. B. von einem Mikrofon oder Magnettongerät aus möglich (Bild 34). Es ist richtiger, bei dieser Anlage von schnittloser Tonmontage zu sprechen als von Cuttern. Das Zweibandlaufwerk für schnittlose Tonmontage ist die Zusammenfassung von zwei Magnettonlaufwerken, Laufwerk 1 für das Urband und Laufwerk 2 für das Kopieband. Es sind deshalb zwei Ab- und zwei Aufwickelteller und -Motoren vorhanden. Die Bänder werden parallel übereinander durch eine gemeinsame vom Tonmotor angetriebene breite Tonrolle an einem gemeinsamen Kopfträger vorbeigezogen. In diesem sind unten in Laufrichtung hintereinander Lösch-, Sprech- und Hörkopf für das Kopieband und oben ein Hörkopf für das Urband angeordnet. Durch einen Tastenschalter in Zusammenwirken mit einem Relaiseinschub erfolgt die Steuerung des Laufwerkes. Das Laufwerk, die erfoderlichen Verstärker usw. sind in einer Truhe (Bild 35), die aus einem Mittel- und zwei Seitenteilen besteht, so untergebracht, daß ein bequemes Arbeiten im Sitzen möglich ist.

Die Ausrüstungen und die Tischformen in den Sprecherräumen sind in den verschiedenen Ländern teilweise sehr unterschiedlich. Bild 37 zeigt einen Sprechertisch aus der UdSSR, der in Verbindung mit verschiedenen neuen sowjetischen Anlagen entwickelt wurde. Dieser Tisch bietet Platz für zwei Sprecher. Neben zwei Mikrofonen sind noch die erforderlichen Bedienungselemente für die Kommandoanlage und die Signalisierungseinrichtung eingebaut. Das Pult ist schräg und wird durch zwei eingebaute Neonröhren beleuchtet. Bild 36 zeigt einen Sprechertisch, wie er im Funkhaus Berlin-Oberschöneweide eingesetzt ist. Hierbei sind die Mikrofone nicht fest mit dem Tisch verbunden, sondern sie sitzen auf einer Säule, die auf Schwingmetall lagert, um eine Beeinflussung durch Körperschall zu verhindern. Im Funkhaus Köln wurden die Mikrofone hängend angeordnet. Bild 38 zeigt einen Sprechertisch aus den Vereinigten Staaten von Amerika, bei dem das Mikrofon an einem Standgalgen angebracht ist. Dieser Tisch ist in seiner Form ebenfalls für zwei Sprecher vorgesehen.

Wird fortgesetzt

SIEGMAR HENSCHEL

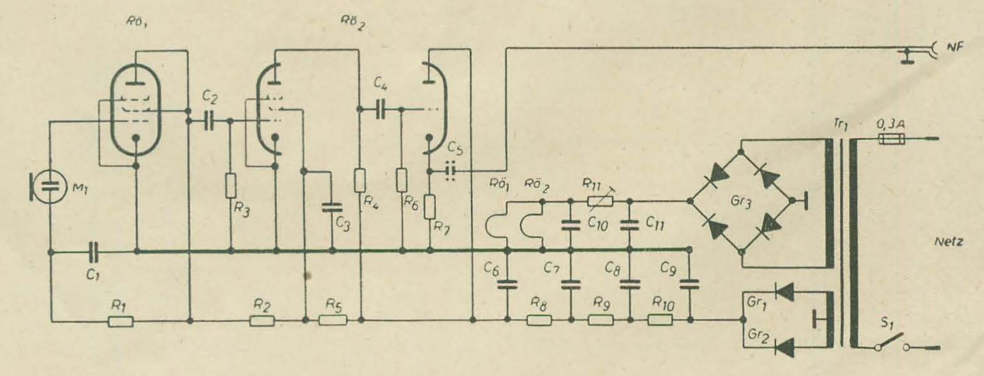
Bauanleitung für einen Mikrofonverstärker

Von einem guten Mikrofon verlangt man einen großen Frequenzbereich und eine ausgezeichnete Empfindlichkeit. Kabellängen bis etwa 20 m sollen sich auf den Frequenzgang nicht störend auswirken.

Zur Erreichung des geforderten Frequenzganges wurde ein Kondensatormikrofon verwendet. Der Ausgang des hier beschriebenen Verstärkers (Bild 1) wurde niederohmig gewählt, um Höhenverluste zu vermeiden. Die nötige Empfindlichkeit wurde durch einen zweistufigen Verstärker mit einem Katodenverstärkerausgang erreicht. Der Netzteil ist getrennt aufgebaut. (Im Mustergerät wurden die Spannungen einem nachfolgendem NF-Verstärker entnommen.)

Die Heizung erfolgt mit Gleichstrom, der durch eine Gleichrichterschaltung (Gr_3) aus einer 12-V-Wicklung erzeugt wird. Der Ladekondensator beträgt 750 μF, der Siebwiederstand ist ein 20-Ω-Drahtwiderstand mit Schelle, während der Siebkondensator mit 2250 μF (3×750 μF) bemessen wurde. Die Brummspannung am Siebblock beträgt hierbei etwa 180 mV, was einem Brummabstand von etwa 40 dB entspricht. Der Störabstand (Elektronenrauschen, Widerstandsrauschen und dergl.) beträgt etwa 30 ··· 32 dB.

Bild 1: Mikrofonverstärker mit Netzteil



Mit dem Regelwiderstand R_{11} wird die Heizspannung auf 6,3 V eingeregelt. Der der Katode am nächsten liegende Heizungsstift wird an Masse gelegt, während die positive Heizleitung möglichst weit entfernt von allen anderen Leitungen verlegt wird, um evtl. Brummeinstreuungen zu vermeiden.

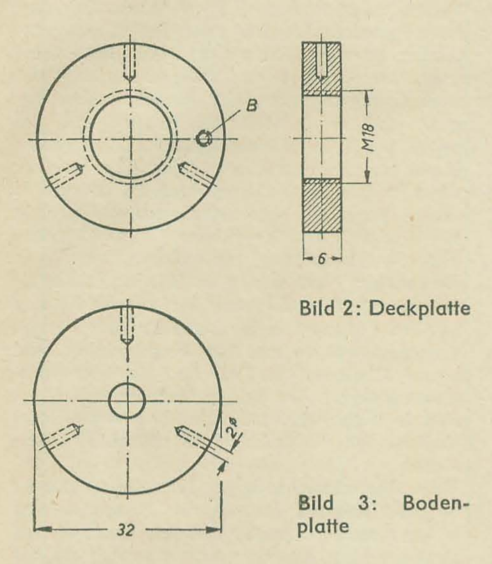


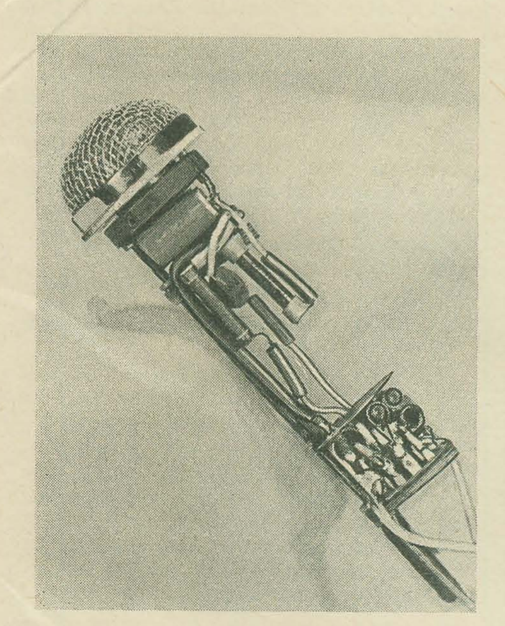
Bild 2: Deckplatte

Bild 3: Bodenplatte

Beim Mustergerät wurde die Heizspannung und die Minusspannung — wie aus Bild 1 ersichtlich — über eine gemeinsame Minusleitung dem Mikrofon zugeführt. Dies war durch einen vierpoligen Anschlußstecker und durch das vierpolige Kabel bedingt. Der Spannungsabfall auf der Leitung wurde somit den NF-Signal überlagert. Dadurch war der sehr hohe Siebaufwand nötig. Bei zwei Mikrofonen gleicher Art mit fünfpoligen Anschlußsteckern und fünfpoligen Kabeln, die in letzter Zeit fertiggestellt wurden, war mit einer wesentlich geringeren Siebung auszukommen (Ladekondensator 500 μF, Siebkondensator 500 μF).
Die Anodenspannung wird durch zwei 20-mA-Selengleichrichter (Gr_1, Gr_2) gleichgerichtet und danach sorgfältig gesiebt (C_9, R_{10}, C_8, R_9, C_7, R_8, C_6). Sie beträgt etwa 70 V an C_6, eine weitere Erhöhung bringt keine Vorteile. Es fließt ein Gesamtanodenstrom von etwa 1,8 mA, so daß die Siebwiderstände ($R_8 \cdots R_{10}$) nicht höher als 0,5 W belastbar zu sein brauchen.
Die als Triode geschaltete EF 86 ($Rö_1$) arbeitet in Elektrometerschaltung, d. h. ohne Gitterableitwiderstand. Diese Schaltung wurde gewählt, da Hochohmwiderstände kritisch in bezug auf Rauschen sind. Die Röhre EF 86 sitzt in einer Keramikfassung, bei der die eine Hälfte der Befestigungslasche abgeschliffen wurde. An dem Gitterkontakt wurde ein Stück federharter Messingdraht angelötet, der ohne jeden Stützpunkt zur Mikrofonkapsel geführt wird. Auf gute Isolation ist zu achten, da geringe Übergangswiderstände zu Rauschen oder Krachen führen können. Die Neumannkapsel M 18 erhält eine Vorspannung von etwa 30 V, die von der Anode der $Rö_1$ abgenommen und durch R_1/C_1 gesiebt wird. In das Loch B (Bild 2) wird eine 3-mm-Messingschraube eingedreht, die gegen die Kapsel drückt. Sie vermeidet ein Verdrehen und dient gleichzeitig zur Zuleitung der Kapselvorspannung. Es ist darauf zu achten, daß die Kapsel keine Verbindung mit der Minusleitung erhält.
Der Außenwiderstand R_2 ist mit dem Schirmgitter des Pentodenteils der EC(F) 82 verbunden, wo durch R_5/C_3 eine nochmalige Siebung eintritt. Die NF gelangt über C_2 an das Steuergitter der E(C)F 82, deren Gittervorspannung durch Anlaufstrom an R_3 entsteht. Der Außenwiderstand R_4 liegt mit R_5 und der Anode der EC(F) 82 am Plus. Von der Anode der E(C)F 82 wird die NF über C_4 nach dem Steuergitter des Triodensystems geleitet. Das Triodensystem trägt nicht zur Verstärkung bei, da es in Anodenbasisschaltung (Katodenverstärker) arbeitet. Der Gitterableitwiderstand R_6 wurde mit 2 MΩ sehr hoch bemessen, um die untere Grenzfrequenz möglichst niedrig zu legen. Der Ausgang an R_7 ist so niederohmig, daß die Leitung nicht störanfällig ist und eine Kapazität des Kabels bis zu 2 nF die obere Grenzfrequenz nicht herabsetzt. Ist die Kabelkapazität größer, so kann durch Verkleinern von R_7 die obere Grenzfrequenz in gewissen Grenzen geändert werden. Der Kondensator C_5 kann entfallen, wenn gewährleistet ist, daß die NF-Leitung nicht kurzgeschlossen wird.
Bei dem gedrängten Aufbau ist es nicht möglich, ein Chassis anzufertigen. Um eine sichere Montage zu erreichen, wurde ein Gewindestab von 160 mm Länge und 3 mm Durchmesser benutzt, der die Minusleitung und den Haltestab darstellt. An den Enden sind Pertinaxscheiben angebracht, wodurch die Halterung im Rohr gewährleistet wird. Die Deckplatte (Bild 2) besteht aus 6 mm Pertinax. Sie dient zur Isolation der Kapsel vom Gehäuse. Der Boden (Bild 3) wurde ebenfalls aus 6 mm starkem Pertinax gefertigt, er erhält in der Mitte ein 5 mm starkes Loch, durch das die Zuführungsleitungen geführt werden. Als Abschirmung wurde ein Messingrohr von 160 mm Länge und 32 mm Innendurchmesser verwendet, das 3 mm von oben und unten je 3 Bohrungen zum befestigen der Pertinaxscheiben besitzt.
Zwischen $Rö_1$ und $Rö_2$ ist eine Kupferscheibe angebracht, um unerwünschte Rückkopplungen zu vermeiden.
Die Ausführungsform des Gehäuses kann nach beliebigen Abmessungen verändert werden. Sämtliche verwendeten Widerstände und Kondensatoren sind Miniaturausführungen und sind im Fachhandel erhältlich.
Das Mikrofon ist als Handmikrofon ausgeführt, es läßt sich jedoch mit einigen Griffen an einen Ständer anbauen. Es arbeitet seit einiger Zeit zur vollsten Zufriedenheit an einem Heimmagnettongerät.

Stückliste

$Rö_1$	EF 86
$Rö_2$	ECF 82
Tr_1	P: 110 V, 220 V S: 2 × 250 V 20 mA; 12 V 0,7 A
Gr_1	Selengleichrichter 20 mA/250 V
Gr_2	Selengleichrichter 20 mA/250 V
Gr_3	Selengleichrichter in Graetzschaltung 0,7 A/12 V
M_1	Kondensatormikrofonkapsel Neumann M 18
R_1	15 MΩ Schichtwiderstand 0,5 W
R_2	250 kΩ Schichtwiderstand 0,25 W
R_3	6,5 MΩ Schichtwiderstand 0,25 W
R_4	150 kΩ Schichtwiderstand 0,25 W
R_5	0,9 MΩ Schichtwiderstand 0,25 W
R_6	2,0 MΩ Schichtwiderstand 0,1 W
R_7	0,5 kΩ Schichtwiderstand 0,25 W
R_8	50 kΩ Schichtwiderstand 0,5 W
R_9	20 kΩ Schichtwiderstand 0,5 W
R_{10}	20 kΩ Schichtwiderstand 0,5 W
R_{11}	20 Ω Drahtwiderstand mit Schelle
C_1	4 μF 70/80 V
C_2	5 nF Epsilan
C_3	4 μF 70/80 V
C_4	20 nF Epsilan
C_5	100 μF 6/8 V
$C_{6/7}$	2 × 8 μF 350/385 V
$C_{8/9}$	2 × 16 μF 350/385 V
C_{10}	2250 μF 6/8 V (3 × 750 μF)
C_{11}	750 μF 12/15 V



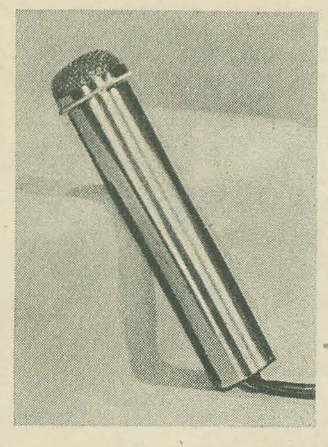


Bild 5: Mikrofonkapsel mit Verstärker (geschlossen)

Bild 4: Mikrofonkapsel mit Verstärker (geöffnet)

Referate

W. A. Jarkow

Unterwasserfernsehanlage PTU-5

Technika kino i televidenija 1 (1960) S. 44 ··· 48

Bei Geräten für Fernsehaufnahmen unter Wasser, wie sie zur Vorbereitung und Unterstützung von Unterwasserarbeiten, für biologische und andere Studienzwecke gebraucht werden, sind im Unterschied zu den sonst üblichen industriellen Fernsehanlagen eine Reihe besonderer Bedingungen zu berücksichtigen, die über die Forderung des wasserdichten Gehäuses hinausgehen.
Von entscheidender Bedeutung für die Brauchbarkeit der Anlage überhaupt ist zunächst einmal die erzielbare Sichtweite, der durch das wesentlich stärker als Luft streuende Wasser natürliche Grenzen gesetzt sind. Sie beträgt je nach verwendeter Aufnahmeröhre 20 ··· 70% der Durchsichtigkeit des Wassers, die, ermittelt nach der Erkennbarkeit einer weißen Scheibe, zwischen einigen cm und max. etwa 15 m (in Meeren) schwankt. Im vorliegenden Fall wurde die Kamera mit einem Superorthikon LI-17 bestückt und hat damit eine Sichtweite von 50 ··· 70% der Durchsichtigkeit.
Auch für die Aufnahmeoptik ergeben sich andere Verhältnisse als in Luft, bedingt durch Streuung und Brechungszahl des Wassers. Korrekturlinsen in Verbindung mit einem Standardobjektiv („Mir 1") ergeben einen Bildwinkel von 60° im Wasser, der rein elektronisch auch auf 30° verkleinert werden kann, ohne daß hierbei eine Nachstellung der Schärfe erforderlich wird. Optische Scharfeinstellung und Blendeneinstellung erfolgen ferngesteuert durch zwei Servomotoren. Das Superorthikon gestattet, mit einer Beleuchtungsstärke von 0,2 bis 10 lx auf der Fotokatode bei hellem Tageslicht ohne zusätzliche Lichtquellen zu arbeiten, bei trübem Wetter und nachts dienen zwei Scheinwerfer zur Beleuchtung. Die maximale Tauchtiefe beträgt 100 m.
Die Forderung nach kleinen Abmessungen, geringem Gewicht und hoher Betriebssicherheit der Kamera legt nahe, möglichst viele der in einer Kamera normalerweise enthaltenen Bauteile aus dieser herauszunehmen und in anderen, der Bedienung zugänglichen Teilen der Anlage unterzubringen. In erster Linie kommen hierfür die Kippteile in Frage. Die Kippströme müssen dann der Kamera über das hier bis zu 350 m lange Kamerakabel zugeführt werden, was beim Bildkipp keine Schwierigkeiten bereitet, jedoch müßte für die unverzerrte Übertragung eines Zeilenablenksägezahns ein breitbandiger Weg (niederohmiges Kabel mit Anpassungsübertragern) zur Verfügung stehen. Um dies zu vermeiden, erfolgt die Zeilenablenkung mit einem Sinusstrom, der der Kamera über die Beipackadern des 51-Ω-Koaxialkabels zugeführt wird und gleichzeitig zur allgemeinen Stromversorgung der Kamera dient, wodurch auch noch der Netztransformator in Fortfall kommt. Allerdings entstehen im Bildsignal infolge der über die Zeilenlänge nicht konstanten Ablenkgeschwindigkeit gewisse Verzerrungen, deren Beseitigung einen zusätzlichen Aufwand im Videoverstärkerteil erforderlich macht.
In konstruktiver Hinsicht besteht die Anlage, deren Gesamtgewicht (ohne Kabel) 75 kp beträgt, aus der Kamera in Unterwassergehäuse mit Traggriff und zwei schwenkbar angebrachten Scheinwerfern (Gewicht im Wasser 0 ··· 1 kp, Gehäusedurchmesser 222 mm, Länge 745 mm), dem Steuer- und Verstärkerteil, Sichtgerät mit 35-cm-Bildröhre, Netzgerät mit Ablenkteilen und Taktgeber sowie einem Stromversorgungsgerät für die Scheinwerfer. Die genannten Teile der Empfangsseite stellen jeweils selbständige konstruktive Einheiten in Gehäusen mit Koffertraggriffen dar.
Im Unterschied zum Vorläufertyp PTU-3 weist die neue Anlage bei nicht schlechterem Auflösungsvermögen (625 Zeilen, 25 Bildwechsel/s), Sichtweite und Empfindlichkeit kleinere Abmessungen, Gewicht und Leistungsverbrauch auf (max. 500 W).
Eine Anwendung von Transistoren ist aus der Beschreibung nicht zu erkennen. *Holland*

Stereoaufnahmestudio

Telefunken ELA-Tip 14 (1959) S. 227 ··· 231

Der Artikel befaßt sich speziell mit den Fragen der Anlagentechnik für stereofonische Schallaufnahme und erläutert eine solche Anlage anhand eines stark vereinfachten Prinzipschaltplanes.
Als wesentliches Merkmal der Regieanlage wird der Richtungsmischer herausgestellt, der es ermöglicht, den gesamten Mischvorgang in die eigentliche „Tonmischung" und in eine „Richtungsmischung" aufzuspalten. Man erhält dadurch Regieeinrichtungen, die hinsichtlich Zahl und Anordnung der Regelgeräte durchaus dem entsprechen, was bei der einkanaligen Technik üblich ist.
Das Mischpult ist für vier Stereomikrofonkanäle bzw. für acht einkanalige Eingänge ausgelegt. Von einem modernen Stereomischpult ist heute zu fordern, daß damit kompatible Aufnahmen hergestellt werden können, d. h. Aufnahmen, die sowohl stereofonisch als auch monaural ausgewertet werden können. Das Mischpult wurde daher für Aufnahmen in der MS- oder XY-Technik mit allen ihren Varianten ausgelegt.
Bei der Festlegung des Pegeldiagramms ist zu berücksichtigen, daß möglichst viele Punkte der Verstärkerzüge auf einen Pegel von +6 dB liegen. Dadurch hat man die Möglichkeit, beliebig Entzerrer und Stereowandler einzuschalten oder Hallanteil auszukoppeln.
Die Eingangsschaltung umfaßt acht Verstärker und vier Stereorichtungsmischer mit zugehörigen Verstärker zum Pegelausgleich. Die Mischanordnung besteht aus acht paarweise zusammengefaßten Flachbahnreglern und zwei Knotenpunktverstärkern. Jeder Kanal hat demnach je einen Regler für das Tonsignal M und das Richtungssignal S. Die Regler müssen dabei paarweise mechanisch gekoppelt werden.
Alle Tonkanäle einerseits und alle Richtungskanäle andererseits werden in je einen Knotenpunktverstärker zusammengefaßt, an deren Ausgängen das Summentonsignal M bzw. das Summenrichtungssignal S entstehen. Der Stereosummenkanal umfaßt zwei Regler, zwei Verstärker zum Pegelausgleich, einen Stereoumsetzer zur Summen- und Differenzbildung und zwei Trennverstärker. Der Stereoumsetzer besteht aus zwei Differentialübertragern, bei denen die Sekundärwicklungen in geeigneter Weise zusammengeschaltet sind. Er erzeugt, wenn an den beiden Eingängen die Signale M und S liegen, an den Ausgängen die Signale M+S oder X und M—S oder Y. Es ist üblich, diese Signale auf Tonband aufzuzeichnen.
Besonderer Wert wurde auf die Hallauskopplung gelegt. Grundsätzlich darf zur Verhallung nur der Tonkanal M herangezogen werden. Im Hallraum werden aus dem eingespeisten Tonsignal M wieder ein Ton- und ein Richtungssignal gebildet. Die beiden Hallraummikrofone sind dazu an Stellen möglichst unterschiedlicher statistischer Verteilung des Schalles aufzustellen.
Bei Regieeinrichtungen für stereofonische Schallaufnahmen kommt der Phasendrehung in den einzelnen Geräten und dem Übersprechen zwischen den Kanälen eine ausschlaggebende Bedeutung zu. Bei Verkabelung der Anlage muß daher peinlich darauf geachtet werden, daß durch Verpolung der a- und b-Ader keine Phasendrehung verursacht wird. *Luft*

Fachbücher

QTH-Kennerkarte für Funkamateure

Maßstab 1 · 1500000

Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin, 1959

Einzelverkaufspreis 3,50 DM

Die QTH-Kennerkarte stellt ein neues topografisches Hilfsmittel für den Amateurfunk dar. Sie will mit Hilfe eines besonderen Planquadratsystems den Funkamateuren Mitteleuropas ermöglichen, sich bei dem drahtlosen Nachrichtenaustausch schnell und ohne zeitraubende Nachfragen gegenseitig den Standort ihrer Funkstellen bekanntzugeben. Die Kennerkarte hat einen ähnlichen Maßstab, wie er in der internationalen Flugfunknavigation üblich ist und umfaßt das Gebiet zwischen 2° und 22° Ost (Länge) bzw. 46° und 55° Nord (Breite). Zur Standortbestimmung genügen wenige Buchstaben und Zahlen. Im Höchstfalle sind hierbei über Funk sechs Zeichen zu übermitteln. Die Ortspositionen sind durch folgende Kennzeichnungen festgelegt:

1. Das Groß-Quadrat (2 Kennbuchstaben)
2. Die Breite des Klein-Quadrates (1 oder 2 Kennzahlen)
3. Die Höhe des Klein-Quadrates (1 Kennbuchstabe)
4. Die Schlüssellage im Klein-Quadrat (1 Kennbuchstabe. Dieser entfällt, wenn sich der Standort in der Mitte des Klein-Quadrates befindet.)

Die QTH-Kennerkarte enthält für den Amateurfunk auf Grund des verwendeten Maßstabes (10 cm = 150 km) verhältnismäßig wenig fixierte Ortsangaben. Den Funkamateuren ist es daher nicht ohne weiteres möglich, anhand der Karte bestimmte wissenswerte geografische

Einzel- und Besonderheiten der Standorte zu erkennen. Zur standortlichen Nahauflösung muß dann stets noch ein entsprechender Atlas mit zu Rate gezogen werden.
Die vorliegende Spezialkarte wird im modernen Amateurfunkverkehr ein wichtiges funkbetriebliches Hilfsmittel darstellen können. Die Voraussetzung hierfür ist jedoch, daß die QTH-Kennerkarte bei den Funkamateuren Mitteleuropas künftig auch als Arbeitsunterlage tatsächlich vorliegt und benutzt wird. Eine entsprechende Popularisierung ist daher zur erfolgreichen weiträumigen Nutzanwendung der Karte von vornherein unumgänglich. *Baier*

Walter Stanner

Leitfaden der Funkortung

4. Auflage

Deutsche RADAR-Verlagsgesellschaft m. b. H., Garmisch-Partenkirchen

160 Seiten, 74 Bilder, gebunden 32,— DM

In der Lehrbücherei der Funkortung sind bisher fünf Werke erschienen, von denen jedes ein Teilgebiet der elektrischen Ortung umfaßt und als grundlegende Einführung in das jeweilige Gebiet gedacht ist. Als Band 1 liegt der „Leitfaden der Funkortung" von Dipl.-Phys. W. Stanner nunmehr in seiner vierten Auflage vor. Wenn in einer Zeit von fünf Jahren vier Auflagen eines Buches folgen, dann spricht das schon allein für sich. Die leichte Lesbarkeit des Werkes und die umfassende Beschreibung aller bekannten Verfahren in einer vom Verfasser vorgeschlagenen Systematik, der „morphologischen Gliederung" sind gleichfalls Faktoren, die eine weite Verbreitung des Buches empfehlen.
Auf Grund der strengen Geheimhaltung des Gebietes der Radartechnik in Deutschland bis 1945 und der erst wieder etwa 1953 einsetzenden Eigenentwicklung derartiger Geräte und Verfahren ist die deutsche Literatur sehr spärlich (etwa fünf Fachbücher deutscher Autoren). Das Buch von Stanner ist als einführende Lektüre in das Gesamtgebiet der Ortungstechnik allen interessierten Kreisen zu empfehlen.
Stanner beginnt sein Buch mit einer Zeittafel der Funkortung, die sehr deutlich zeigt, daß von der ersten Idee (Patent Hülsmeyer 1904) bis zum durchkonstruierten Gerät nur eine Zeit von 50 Jahren vergangen ist.
Das Kapitel 1 ist der „morphologischen Gliederung" gewidmet. Mit Hilfe des Laufwegdreiecks und einer Schautafel (morphologischer Kasten) wird jedes bekannte Verfahren an seinen Platz eingeordnet. Mit Hilfe dieser Gliederung wird als didaktischer Erfolg eine Reduktion der vielen veröffentlichten Systeme auf wenige physikalische Grundverfahren erzielt.
Im Kapitel 2 unterzieht der Verfasser die klassischen Boden- und Bordpeiler einer näheren Untersuchung. Adcock-, Kreuzrahmen-, Drehrahmen- und automatische Peiler werden dargestellt.
Der nächste große Komplex der Richt- und Drehfunkfeuer wird im Kapitel 3 betrachtet. Hierzu gehören das ILS-Verfahren, die Consol-Funkfeuer, die VOR-UKW-Drehfunkfeuer und das TACAN-Navigationsverfahren.
Für größere Entfernungen verwendet man Hyperbelketten, z. B. Loranketten, Raydist-Anlagen oder Decca-Anlagen. Diese Verfahren und Anlagen werden im Kapitel 4 beschrieben.
Kapitel 5 bringt die aktive Rückstrahlortung, also die Verfahren, die mit Antwortbaken oder Abfragesendern arbeiten. Hier werden die Oboe-Anlagen, die Shoran-Anlagen und die DME-Anlagen beschrieben. Im Kapitel 6 werden zum Schluß die Radarverfahren dargestellt.
Als Beispiele findet man sowohl ältere deutsche als auch moderne internationale Anlagen. Von besonderer Wichtigkeit ist ein kurzer Abschnitt mit dem Titel „Antiradar". Hier werden kurz aktive und passive Verfahren der Radarstörung beschrieben.
Bei der Beschreibung der Rundsuchradargeräte wird das MTI-Verfahren, die Ausblendung von Festzeichen, eingehend betrachtet.
Das Buch wird von einer tabellarischen Zusammenstellung neuerer Radargeräte, einem Anhang über Fernübertragung von Radarbildern und einem Literaturverzeichnis von 54 Stellen abgeschlossen.
Leider enthält das Buch kein Sachwortverzeichnis, so daß ein Finden von interessierenden Daten schwierig ist. Auch die Numerierung der Bilder ist unübersichtlich.
Es ist einleuchtend, daß bei dem geringen Umfang von 160 Seiten die Probleme nur angedeutet und nicht völlig dargestellt werden können. Trotzdem ist die Tiefe der Behandlung bei verschiedenen Verfahren unterschiedlich, das Tacan-Verfahren wird z. B. zweimal recht ausführlich dargestellt.
Gemessen an den Buchpreisen in der DDR erscheint der Preis des Werkes recht hoch.
Für eine Einarbeitung in das Gebiet kann das Werk den Technikern und Ingenieuren an den Fachschulen, in der Industrie und im Rahmen der Streitkräfte empfohlen werden. *Fischer*

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Dr. A. Renardy

Fehlersuche durch Signalverfolgung und Signalzuführung

Radio-Praktiker-Bücherei Nr. 37/38

3. u. 4. Auflage

Franzis-Verlag, München, 1960

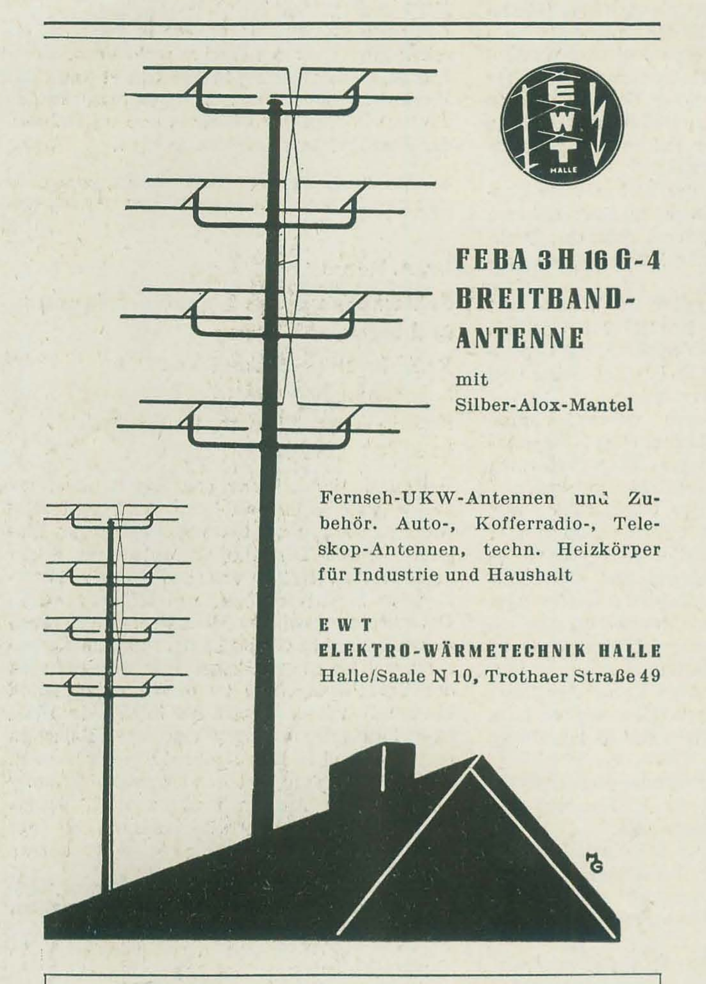
broschiert 3,20 DM

Bei der Instandsetzung von Rundfunkgeräten haben sich Signalverfolgung und besonders Signalzuführung als beste Methoden zur Eingrenzung und Ermittlung aufgetretener Fehler durchgesetzt. Neben den mit Röhren ausgerüsteten Signalverfolgern und HF- sowie NF-Generatoren gewinnen derartige, mit Transistoren bestückte Geräte immer mehr an Bedeutung, weil sie wegen der geringen Abmessungen der Transistoren, der zu diesen entwickelten kleinen Bauelemente und der infolge der niedrigen Betriebsspannungen handlichen Batterien sehr klein und leicht aufgebaut werden können. Diese Entwicklung hat der bekannte Verfasser in der neuen Auflage berücksichtigt. Jedem Rundfunkinstandsetzer wird das Buch bei seiner Arbeit von Nutzen sein. *Sulaner*

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Neuerscheinung

Geyger, William, *Magnetverstärkerschaltungen.* Grundlagen, Eigenschaften und Anwendungen. Übersetzung aus dem Amerikanischen. 376 Seiten, 183 Bilder, 64,— DM. Gemeinschaftsauflage zwischen VEB Verlag Technik, Berlin, und Verlag Berliner Union, Stuttgart.



In Kürze erscheint:

Frequenzmodulation

Von Prof. Dr.-Ing. habil. E. Woschni

Etwa 210 Seiten, 102 Bilder, Lederin, etwa 23,— DM

Übersichtlich und exakt klärt das Buch alle mit der Frequenzmodulation zusammenhängenden Probleme, die für den UKW-Rundfunk, die Richtfunkstrecken und die Fernsehtechnik von besonderer Bedeutung sind.
Neben den theoretischen Grundlagen — einschließlich der Spektraldarstellung — und den schaltungstechnischen Einzelheiten von FM-Sendern und FM-Empfängern behandelt der Verfasser systematisch die Stör- und Verzerrungsfragen bei Frequenzmodulation.
Am Schluß des instruktiven Werkes finden Sie ein ausführliches Literaturverzeichnis (über 800 Literaturstellen), das eine nahezu vollständige Dokumentation der FM-Technik darstellt.

Bitte richten Sie Ihre Bestellung an das

FACHBUCHVERSANDHAUS LEIPZIG

Leipzig C 1, Postschließfach 287

Das angezeigte Buch kann – soweit dort vorhanden – auch durch den örtlichen Volksbuchhandel bezogen werden.

———— Hier abtrennen ————

und als Drucksache (Porto 0,05 DM) im offenen Umschlag oder auf Postkarte geklebt einsenden!

BESTELLZETTEL E 54

An das **Fachbuchversandhaus Leipzig**
Leipzig C 1, Postschließfach 287

Ich bestelle:

...... Expl. Woschni, Frequenzmodulation, etwa 23,— DM
durch Nachnahme — in Rechnung
(Nichtgewünschtes bitte streichen!)

Vor- und Zuname: ....

Ort und Straße: ....

Sofort lieferbar: **RÖHREN**

Radio-Röhren DAF 191	Stück 30	DM	8,77 á St.
Röhren EF 96	Stück 116	DM	6,15 á St.
Röhren EZ 11	Stück 323	DM	10,16 á St.
Rundfunkröhren 6 E 5	Stück 971	DM	6,20 á St.
Röhren EH 860 (nicht regelbare Hexode)	Stück 211	DM	1750,— % St.
Röhren 6 J 5	Stück 281	DM	460,— % St.
Röhren 6 AG 7 (steile Pentode)	Stück 35	DM	7,— á St.
Rundfunkröhren DL 962 (Endpentode)	Stück 54	DM	4,65 á St.
Rundfunkröhren DC 90 UKW (Triode)	Stück 167	DM	720,— % St.
Röhren PY 81, indirekt geheizte Schalterdiode	Stück 4	DM	6,— á St.
Röhren DF 167, Audion- u. NF-Pentode für Schwerhörigengeräte	Stück 40	DM	6,— á St.
Röhren GY 11, Einweggleichrichterröhre, halbindirekt geheizt	Stück 16	DM	12,— á St.
Schaltröhren EH 90	Stück 50	DM	8,50 á St.
Röhren EA 960 UKW-Meßdiode	Stück 20	DM	10.— á St.
Elektrometerröhre MR 01, Brückenelektrometerröhre	Stück 14	DM	9,— á St.
Sende-Röhre, SRSS 51	Stück 9	DM	20,— á St.
Röhre HRW 2/1 RFT Teltow (2113)	Stück 49	DM	2,30 á St.
Röhren SRF 551	Stück 5	DM	65,— á St.
Signallampe FRB 110 12-02 LT 541.005/1 E 14	Stück 100	DM	—,80 á St.
Rundfunkröhre KK 2	Stück 10	DM	7.— á St.
Elektrometerröhre T 114	Stück 1	DM	12,— á St.
Röhren 6 SH 7	Stück 5	DM	6,70 á St.
Röhren DY 667	Stück 26	DM	4,— á St.

Staatliches Vermittlungskontor für Maschinen- und Materialreserven, Karl-Marx-Stadt O 14,
Albert-Hähnel-Straße 5, Ruf: 50 145/46



für schnelle Durchgangsprüfungen
bei Leitungen und Kontakten

PGH „ENERGIE", Torgau

LAUTSPRECHER-REPARATUREN

aufmagnetisieren – spritzen
sauber · schnell · preiswert

Mechanische Werkstatt
ALFRED PÜTZ, ARNSTADT/THÜR.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

Wir erneuern
defekte oder abgespielte
Saphire
aller
Tonabnehmer
— eigene Schleiferei —

PGH
Feinwerktechnik
Leipzig C 1
Karl-Liebknecht-Straße 11



Wir fertigen

Kondensator-Mikrofone

Mikrofon-Kapseln
in Studioqualität

Mikrofon-Zubehör
und
Steckverbindungen
in 5- und 6poliger Ausführung

Verkauf nur über den Fachhandel

GEORG NEUMANN & CO
ELEKTROTECHNISCHES LABORATORIUM
Kommandit-Gesellschaft
GEFELL I. V. · RUF 185